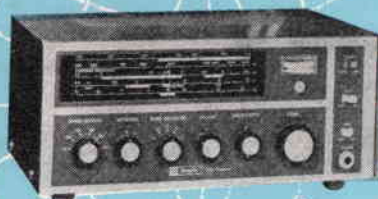
Spedizione in Abbonamento Postale Gruppo III - 15 Maggio 1964 - Anno IV **n. 5**

ELETTRONICA

già settimana elettronica

Knight - kit STAR ROAMER Modulatore da 25 W, con trasformatore in ferrite - Trasmettitore controllato a quarzo, da 12 W, per i due metri Ricevitore per radiocomando

Dispositivi di sorveglianza, allarme e di controllo; dell'umidità, dell'isolamento e del livello dei liquidi - Ricevitore professionale - Temporizzatore professionale - Corso Transist.

60 PAGINE
L. 200

Direttore Tecnico:
ZELINDO GANDINI

FERCO S. P. A.

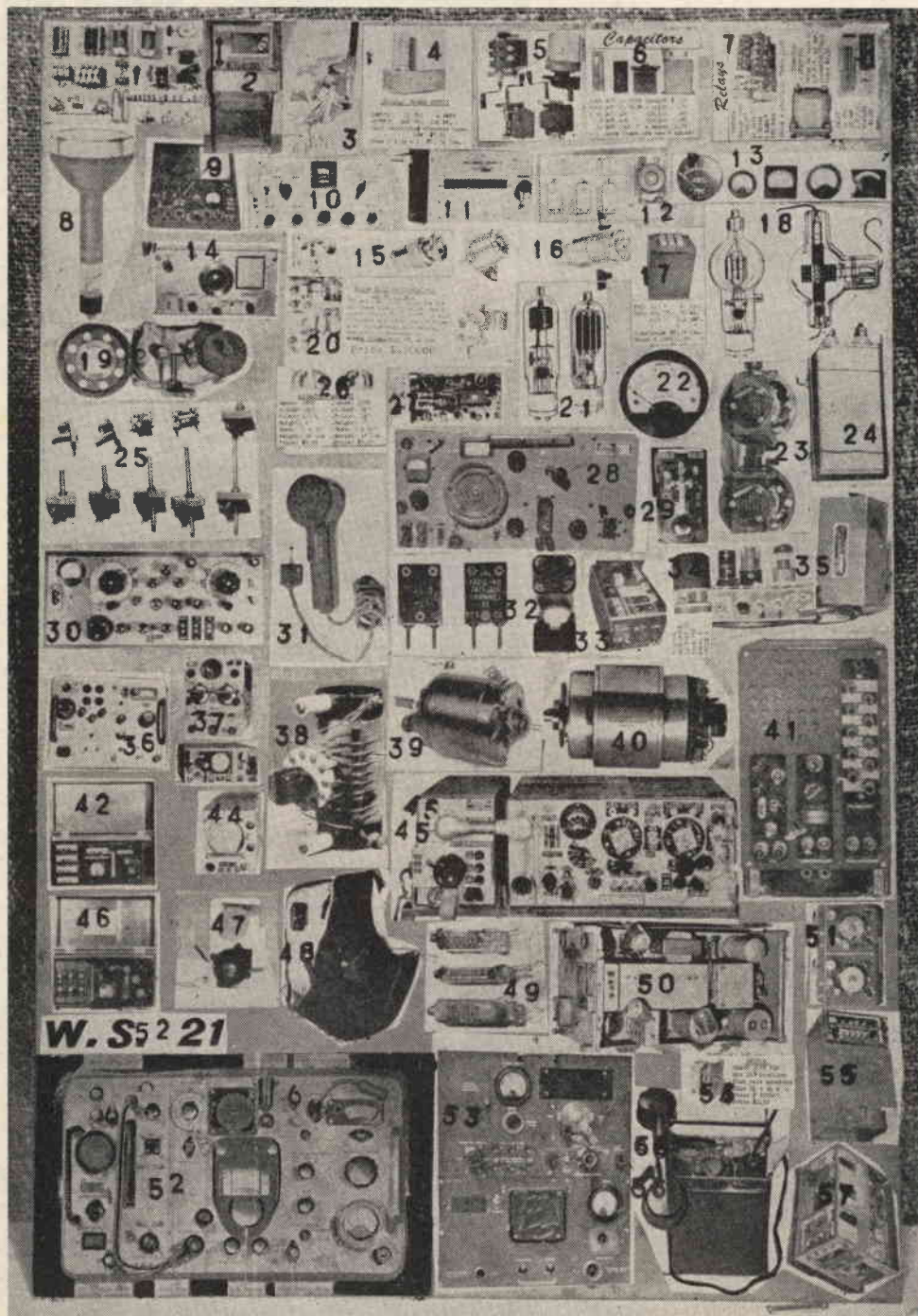
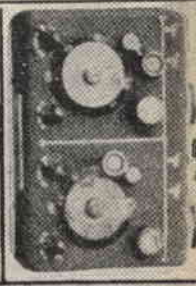
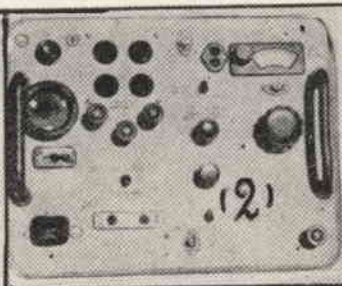
Milano - Via Ferdinando di Savoia, 2

Telefoni 653.112 · 653.106

"SURPLUS"
SILVANO GIANNONI
S. CROCE SULL'ARNO (PISA) - VIA LAMI - TEL. 44.636 - c/c p. 22/9317
Richiedere il prezzo indicando il numero di riferimento
Capacitors
Relays
W. S 52 21

"SURPLUS"

SILVANO GIANNONI

S. CROCE SULL'ARNO (PISA) - VIA LAMI - TEL. 44-636 - c/cp. 22/9317

R-T-MKIII 38 Peso Kg 2 - Volume completo di batteria cm. 28.5 x 16 x 10

N. 1 - RT38 Radiotelefono completo di batterie 5 tubi frequenza 40 metri reso funzionante corredato di microtelefono **Lire 25.000** cad., corredato di laringofono e cuffia **Lire 20.000** - schema e descrizione.

N. 2 - R109 - 40-80 metri Fonia-grafia alimentatore - altoparlante incorporato - completo di 8 valvole nuove e descrizione . . . . **L. 20.000**

N. 3 - Ricevitore per frequenze centimetriche tipo 50A costruzione inglese in cui sono montate le seguenti valvole: N. 3 EF50, N. 7 VR65, N. 1 raddrizzatrice, N. 1 AW3, N. 1 VR92, N. 3 STB/TRII N. 1 clystron con cavità variabile, alimentatore, cassetta, prese per cavi coassiali, completo di tutte le sue parti, ottimo stato generale, si vende, completo di clystron, ed il resto meno le 3 stabilizzatrici e valvole a . . . . **L. 20.000**

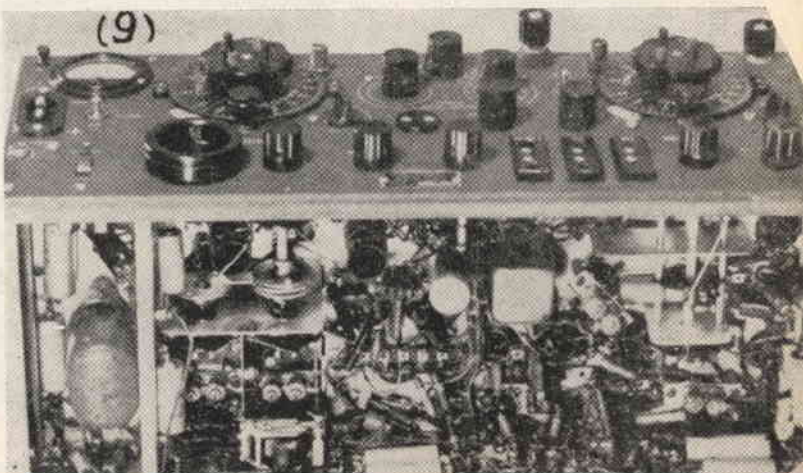
N. 4 - Areial tuning. Nuovo da adoperare tra TX e antenna cad. . **L. 8.000**

N. 5 - **Ricevitori** per l'ascolto di satelliti spaziali (americani e russi) aviazione, polizia stradale, ecc. Tipo 10DB-1589. Estremamente sensibile! Mancante delle 12 valvole, usato. Solo **L. 16.000**

N. 6 - **Ricevitore ad altissima sensibilità BC603** splendido per l'ascolto sulla gamma intorno ai 28 MHz, sintonia automatica o continua. Usato ma in buono stato, mancante di valvole ed altoparlante . . . . **L. 20.000**

N. 7 - **Control box** (telecomando) per due ricevitori, o per ricevente e trasmittente command set: contiene potenziometri **jacks**, ruotismi ad alta precisione meccanica, commutatori eccetera. **Nuovo imballato** . . . **L. 2.300**

N. 8 - Indicatore oscilloscopio tipo 73A - Tubo di 4 pollici ottimo stato senza valvole nè tubo . . . **L. 6.000**

N. 9 - **R/T/MKII ZC1**: Peso 24 kg., dimensioni cm. 55 x 30 x 25. Monta 11 tubi.
Prezzo dell'apparato completo di valvole, come nuovo **Lire 60.000.** Reso funzionante . . . . **L. 70.000**

elettronica mese

(già Settimana Elettronica)

Recapito Redazione di Bologna
VIA CENTOTRECENTO, 22

Amministrazione e pubblicità
VIA CENTOTRECENTO, 22 - BOLOGNA

Spedizione in abb. postale - GRUPPO III

Una copia L. 200, arretrati L. 200

Direttore tecnico e responsabile
ZELINDO GANDINI

Esce ogni mese

N. 5 - Anno IV - 15 Maggio 1964

Editore
Antonio Gandini

Disegni e redazione
Enrico Gandini

Pubblicazione registrata presso il tribunale di Bologna. N° 3069 del 30-8-63

Stampa
Scuola Grafica Salesiana di Bologna

Impaginazione:
Gian Luigi Poggi

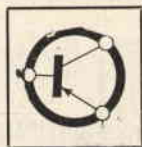
Distribuzione
S.A.I.S.E. - Via Viotti, 8 - Torino

sommario

ABBONAMENTI

Per un anno, **Italia e Svizzera L. 2.300** (invieremo in omaggio, assieme alla prima copia, **due transistori OC170 oppure un transistore 2N706,** oppure **l'intera raccolta di Elettronica Mese;** specificare sulla causale di versamento la preferenza). **Estero L. 4.000.**

Abbonarsi è semplice: basta eseguire presso qualunque ufficio postale, il versamento sul nostro **conto corrente postale N. 8/1988** intestato a:

GANDINI ANTONIO EDITORE
Via Centotrecento 22/A - BOLOGNA

TUTTO IL MATERIALE
PHILIPS
PER USO DILETTANTISTICO
ED INDUSTRIALE

ELENCO DI PARTE DEL MATERIALE DILETTANTISTICO IN VENDITA PRESSO LA N/S DITTA:

Resistenze di precisione 1% a strato da 0,5 W. di dissipazione . . . . **L. 120**

Trasformatori di media frequenza ceramici per transistori. Valore di M.F. 465 kc **L. 1500**

Filtro ceramico da usare in unione alla media frequenza ceramica . . . **L. 1200**

ACCESSORI PER TRANSISTORI

Complesso di montaggio per transistori tipo OC26 e simili . . . . **L. 150**

Alette di raffreddamento per OC72 e simili . . . . **L. 20**

Alette di raffreddamento per coppia di AC128 e simili . . . . **L. 30**

Profilati metallici per raffreddamento per transistori di potenza cm. 10 . **L. 1100**

Come sopra ma da cm. 15 . . **L. 1600**

TRANSISTORI PHILIPS

ADY26	**L. 6710**
ADZ11	**» 3685**
ADZ12	**» 4015**
AFY19	**» 3080**
AFZ12	**» 2430**
ASZ20	**» 910**
AUY10	**» 6080**
2N1100	**» 5610**
2N706	**» 1000**
2N708	**» 1450**
AF114	**» 1250**
AF115	**» 1180**
AF116	**» 850**
AF117	**» 780**
AF124	**» 1500**
AF125	**» 1310**
AF126	**» 950**
AF127	**» 870**

DIODI AL SILICIO

impiego generale

BA100	**» 580**
BA102	**» 650**
BA109	**» 800**
BA114	**» 520**

DIODI DI POTENZA

OA210	**» 770**
OA211	**» 1350**
OA214	**» 1280**
BY100	**» 1250**
BY114	**» 760**

IN VENDITA DA:

GIANNI VECCHIETTI i1VH

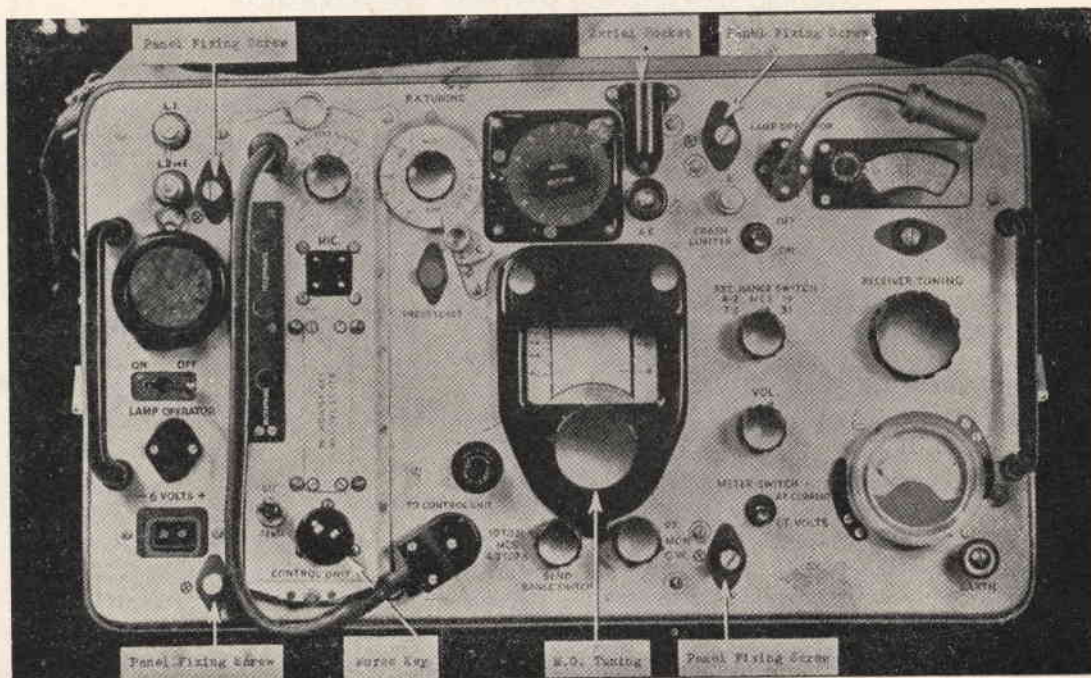
Via della Grada, 2 - Bologna - Tel. 23.20.25

Il materiale si intende salvo il venduto - Spese postali e imballo gratis - Per ricevere cataloghi e informazioni, allegare francobollo da L. 100. - Non si accettano assegni di C. corrente bancario. Per spedizioni in contrassegno L. 300 in più.

"SURPLUS" SILVANO GIANNONI

S. CROCE SULL'ARNO (PISA) - VIA LAMI - TEL. 44.636 - c/c p. 22/9317

Si prega di accompagnare l'ordine versando un terzo del costo. Si accettano ordini in contrassegno.

Dati i pochi esemplari rimasti, offriamo a prezzo veramente eccezionale, salvo il venduto.

Ricetrasmettitore 2 gamme: 4,2 - 7,5 ; 19 - 31. MHz, alimentatore incorporato a vibratore. Monta N. 6 valvole ARP12 ; N. 3 AR8 ; N. 2 ATP7 nuove. Strumento RF incorporato.

Dimensioni: cm 47,5 x 31 x 27. Peso Kg. 24 completo di tutto ottimo stato.

prezzo . . . . L. **25.000**

completo di schemi e descrizioni

HANDY TALKIE

Dimens. dell'Handy-Talkie:

Altezza cm. 16,5
Larghezza cm. 7,6
Spessore cm. 4,5

Caratteristiche:

Circuito a transistori
2 transistori giapponesi
Altoparlante magnetico
Microfono a carbone
Antenna a stilo
Mobiletto in plastica ultra resistente
Portata max 1 Km.
Cavo a parte

Importante

Gli apparecchi funzionano a coppia è quindi indispensabile acquistare 2 esemplari
coppia di Handy-Talkie
L. 6.300
spese postali gratis

Per l'ordinazione scrivere a
ESTERO-IMPORT
post. box 735 BOLOGNA

Made in Japan - già perfettamente funzionanti al prezzo speciale di

L. 3.150

Cadauno

Inviando L. 100 in francobolli spediremo il nostro catalogo MT3

È UNA VERA OCCASIONE AFFRETTATEVI POTRESTE RIMANERNE SPROVVISTI

TEMPORIZZATORE PROFESSIONALE

Ing. P. Alderisio - **(della S.G.S. Agrate - Milano).**

Un nuovo timer transistorizzato con tempo di scatto da 1 secondo a 2 minuti primi, con precisione migliore del 2%.

Introduzione

Un sistema conveniente per ottenere un determinato tempo di ritardo è quello di usare un condensatore caricato attraverso una resistenza. La tensione sviluppata ai capi dei reofori del condensatore serve quindi a far scattare il relay, preferibilmente mediante un circuito bistabile. Poichè la precisione di questo metodo dipende dall'andamento esponenziale del circuito RC, per un lungo tempo di ritardo è necessario ricorrere a costanti di tempo lunghe le quali consentono di portare il livello di sbloccaggio ad un punto in cui le variazioni sono pressochè lineari. Inoltre, quando la rete RC è seguita da un circuito a transistori a bassa impedenza, l'effetto di shunt sul condensatore può essere trascurato, perciò sono necessari condensatori di grossa capacità. Per ridurre la costante di tempo richiesta per un dato ritardo, si può impiegare un circuito integratore Miller. Con questo circuito è possibile usare costanti di tempo persino più piccole del ritardo voluto con il vantaggio di un funzionamento stabile indipendente dal guadagno del transistore.

Descrizione del circuito

Con riferimento alla fig. 1, i transistori T1 e T2 formano un circuito integratore Miller con una resistenza commutabile R alla base T1 ed un condensatore di reazione, C, dal collettore di T2 alla base di T1.

Il circuito temporizzatore è seguito da un circuito bistabile formato da T3 e T4. Il transistore T3 aziona il relay. Qualora si preferisca, l'interruttore S1 può essere sostituito con un diodo.

Nelle condizioni di riposo, S1 e S2, sono inclusi (D1 conduce, quando sostituisce S1).

Il condensatore C si carica alla tensione V1.

Poichè V1 è inferiore a V2, T2 conduce e T1 è interdetto. D2, T4 e T3 non conducono. Il relay non è eccitato. Il funzionamento ha inizio quando si aprono S1 ed S2. Ciò porta la tensione di collettore di T2 a sbalzare nel senso positivo.

Poichè la carica del condensatore non può variare bruscamente, lo sbalzo viene trasferito alla base di T1, interdicendo D1 (se presente), e portando T1 in conduzione. La conduzione di T1 tende ad interdire T2, con la conseguenza che la variazione

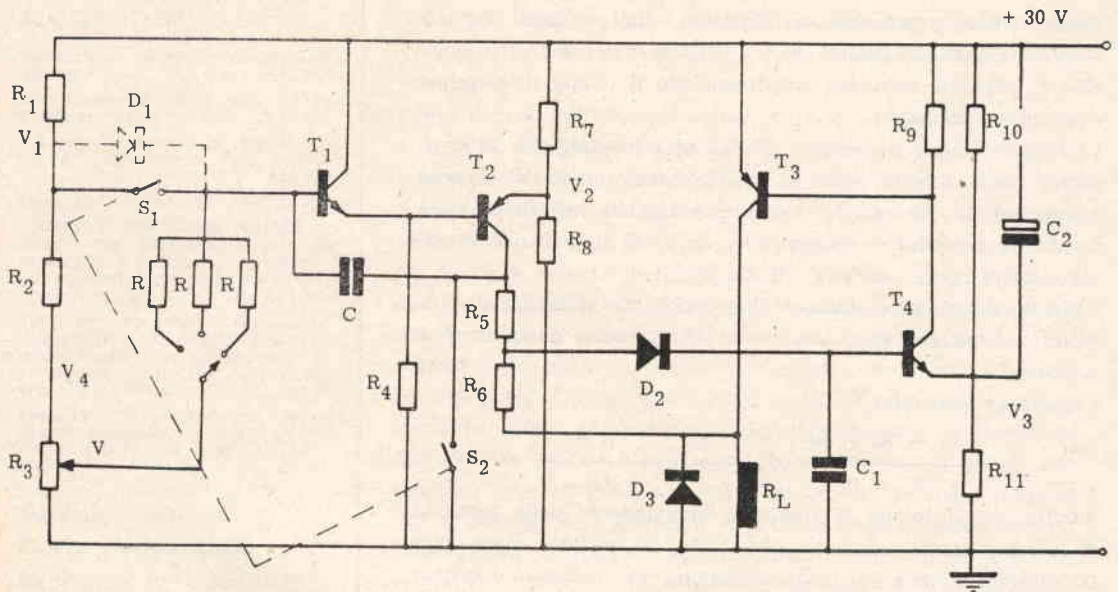
R Megaohms	T max., secondi		T min., secondi	
	Calcolato	Misurato	Calcolato	Misurato
0,1	5,2	5,2	0,9	—
0,5	26,0	25,8	4,5	4,6
2	104,0	100,2	18,0	17,8

1 - Fig. 1 - Schema elettrico del temporizzatore professionale.

NOTE AL CIRCUITO

R1	1 KOhm	1%
R2	1,5 KOhm	1%
R3	10 KOhm	a filo
R4	3,3 MOhm	5%
R5	10 KOhm	5%
R6	100 KOhm	5%
R7	100 Ohm	1%
R8	2,7 KOhm	1%
R9	1 KOhm	5%
R10	2 KOhm	1%

della tensione di collettore di T2 viene limitata approssimativamente dalla differenza (V2-V1) trascurando la differenza fra le cadute di tensione della giunzione base-emettitore di T1 e T2. Dopo la variazione iniziale la tensione di collettore di T2 sale linearmente con il tempo. Quando la tensione alla giunzione di R5 e R6 raggiunge V3, D2 e T4 iniziano a condurre e la corrente di collettore di T2 porta T3 in conduzione costringendo la tensione di collettore di T3 ad aumentare.

A questo punto si manifesta un'azione rigenerativa dovuta alla

reazione positiva sulla base di T4, il che fa eccitare il relay. Poichè il collettore di T2 è a bassa impedenza, la resistenza R5 ha il compito di determinare un sufficiente grado di reazione per il circuito bistabile. C1 impedisce ad impulsi spurii di sbloccare il circuito.

Il ripristino del circuito si ottiene chiudendo S1 e S2.

T1 e T2 formano un amplificatore Darlington composto. Rispetto al circuito Darlington convenzionale, questo circuito presenta il vantaggio che la tensione risultante V_{BE} ha un basso coefficiente termico, essendo V_{BE} la differenza tra le V_{BE} dei transistori NPN e PNP.

La tensione V_o all'ingresso di T1 è data dalla seguente formula, indipendente dal guadagno:

$$V_o = - \frac{V}{RC}$$

(dove V è la tensione di alimentazione).

A parte il segno l'equazione è largamente soddisfatta con i valori riportati nello schema elettrico di fig. 1. Il cambiamento di segno (positivo) deriva dalla condizione iniziale con C caricato a potenziale V1.

R11	10 KOhm	1%
RL	5 KOhm	Relay
R	100 KOhm	1%
	0,5 MOhm	1%
	2 MOhm	1%
C	10 µF.	
C1	10.000 pF.	
C2	10 µF, 12 V.	
T1, T4,	2N 1613	
T2,	2N 1132	
T3,	2N 1131 o 2N 1132	
D1	FD 300	
D2	FD 100	
D3	1S 205	

Per $V_o = V_3$; $t = T$; $V_2 = 29$ volts; $V_1 = 27{,}6$ volts; $V_3 = 25$ volts abbiamo:

$$V_o = \left(V_2 - V_1 + \frac{V_2 - V}{RC} \times t\right) \frac{R_5 + R_L}{R_5 + R_6 + R_L}$$

perciò:

$$T \approx \frac{26\ RC}{29 - V}$$

Per un dato valore di R, il massimo ritardo si ottiene quando $V = V_4 = 24$ volts, ed il minimo quando $V = o$.

I limiti esterni di ritardo, ottenuti con le tre resistenze di fig. 1, si ricavano con la formula sopra ricavata.

Nella tabella a pag. 206 si riportano i dati calcolati teoricamente ed i risultati pratici.

Non è possibile misurare con precisione il tempo della prima riga, ultima colonna.

Le misure furono eseguite a 25 °C ed i risultati che sono riportati nella tabella sono il risultato della media di diverse misure. A 50 °C non si notano apprezzabili variazioni. Nelle condizioni estreme di temperatura, da 0 °C a + 50 °C, le misure erano contenute entro il 2%.

L'ultima equazione esaminata dice anche che il tempo di controllo può essere reso lineare se si mantiene costante V e si varia R.

L'equazione generale:

$$T = \frac{R_5 + R_6 + R_L}{R_6 + R_L} \times \frac{V_3\ RC}{V_2 - V_1} - \frac{V_2 - V_1}{V_2 - V} RC$$

mostra che il tempo di ritardo è indipendente dalla tensione di alimentazione ammesso che tutte le tensioni siano proporzionali alla tensione di alimentazione. Per controllare questa considerazione furono fatte nuove misure con tensioni inferiori a quella nominale. Non si riscontrano errori apprezzabili con tensioni più basse fino a — 10% della tensione nominale. ⊙

COS'E' IL DECIBEL?

Il « decibel » è la misura del rapporto fra potenze. Sebbene l'unità di misura, il decibel, sia più familiare come misura dell'intensità relativa di un suono, dalla definizione stessa del « decibel » appare chiaro che il livello sonoro non è che un caso, tra tanti, di rapporto tra potenze.
Per meglio comprendere la necessità dell'introduzione e della universale adozione di questa unità esaminiamo, a brevi cenni, il comportamento dell'orecchio umano quando è raggiunto da un suono.

Prima ancora dell'avvento dell'elettronica, alcuni tecnici adetti al servizio telefonico trovarono che la percezione dell'orecchio umano non dipende in modo lineare cioè non è direttamente proporzionale alla potenza sonora che lo colpisce. La conformazione dell'orecchio umano prevede un dispositivo di autoregolazione per suoni di diverse intensità; infatti una persona normale può aver la sensazione di assordamento causata dal canto di un minuscolo grillo in una silenziosa notte d'estate e provare una piccola sensazione di dolore in presenza di un turboreattore all'aereoporto. Questo dispositivo rende il nostro udito particolarmente utile e gradevole, tuttavia ne deriva che la sensibilità dell'orecchio umano è ben lungi dall'essere lineare. Infatti per ottenere una sensazione sonora doppia di un suono intenso non è sufficiente raddoppiare la potenza della sorgente sonora. Questi primi ricercatori scoprirono che il responso dell'orecchio umano è logaritmico. La sensibilità dell'orecchio alle differenze di intensità dei suoni è quindi piuttosto scarsa ed ha (come per l'orecchio) carattere relativo; per frequenze medie e intensità medie (cioè non troppo vicine alla soglia dell'udibilità ne troppo vicine alla soglia della sensazione dolorosa), l'orecchio, nelle migliori condizioni di ascolto e attenzione apprezza variazioni d'intensità solo se maggiori o tuttalpiù eguali al 10 ÷ 12%. In condizioni ordinarie si possono apprezzare variazioni minime dal 20 ÷ 25%. Si rendeva pertanto necessario stabilire una scala delle intensità sonore, in base ad una determinata unità di misura.

Gli americani introdussero quella che ormai viene universalmente adottata e cioè il decibel (abreviazione db), decima parte del bel, in onore di Graham Bel. Prima di passare ad un più appropriato studio del decibel facciamo alcune pratiche e semplici considerazioni. Sono suoni debolissimi i suoni compresi fra zero e venti decibel; sono suoni deboli quelli compresi tra 20 e 40 decibel; la maggior parte dei suoni percepiti dall'orecchio umano si trovano tra 40 e 60 decibel, e sono suoni di intensità media. I suoni forti si trovano tra 60 e 80 decibel, ed i fortissimi tra 80 e 100 decibel. Esiste pertanto una vasta gamma di suoni d'intensità tanto ridotta da non poter essere intesi dall'orecchio normale senza amplificazione. Sono i suoni « sotto

zero ». Ve ne sono a —10 decibel, a —20, a —30 decibel e più sotto ancora. Uno zero assoluto del suono non è stato ancora sicuramente accertato. Il motore di un aereoplano, ad un metro di distanza determina una sensazione sonora di circa 122 db; una grande orchestra con 250 coristi, può dare un « fortissimo » di 118 db, cioè 800 miliardi di volte più forte di un suono a zero db!

Durante il giorno, il livello di rumorosità di una stanza tranquilla può essere di 20 db; l'intensità sonora del tic-tac di un orologio a polso, a 30 cm. di distanza, è circa 10 db, mentre una pendola raggiunge 30 db.

Una parola sussurrata all'orecchio, intesa da terza persona ad un metro di distanza, è a circa 22 db; un grido acuto raggiunge i 74 db. Un grande tenore, durante un fortissimo, può raggiungere i 90 db. Un colpo di cannone, non si può sentire nel vero senso della parola, si sente come dolore, non come sensazione, poichè può superare i 200 db. La soglia del dolore si trova a 127 db. Per cui si può dire che a zero db non si ode nulla e a 127 db si sente soltanto dolore.

Passiamo ora alla formula per calcolare il decibel: (*)

dove $\frac{P2}{P1}$ è il rapporto fra due potenze. La formula dice in altre parole che un decibel è dieci volte il logaritmo volgare o decimale o di Briggs del rapporto fra due potenze.

Richiamiamo qui alcuni concetti che stanno alla base del calcolo logaritmico, chiedendo venia a quei Lettori che già li hanno incontrati sulle « sudate carte ».

Dicesi logaritmo di un numero, in una data base, l'esponente a cui si deve elevare la base per ottenere il numero dato; cioè se:

$$a^x = b,$$

dove **a** e **b** sono reali e positivi (non nulli), è **x** il logaritmo di **b** nella base **a**; e si scrive:

$$x = \log_a b.$$

Così ad esempio: $\log_4 63 = 3$, perchè $4^3 = 64$; e $\log_{10} 10 = 1$, perchè $10^1 = 10$.

I logaritmi volgari, o decimali, o di Briggs, la cui base è 10, sono quelli più comunemente usati nella pratica.

La parte intera, che può essere anche lo zero, si chiama **caratteristica**, mentre la parte decimale dicesi **mantissa.**

La caratteristica del logaritmo decimale di un numero maggiore di 1 è uguale a tante unità quanti sono le cifre della parte intera del numero, meno 1.

Es. log 7,782 = 0, ... ; log 38,6 = 1, ...; log 3276= 3, ...; $\log 1 = \log 10^{0} = 10$; $\log 0{,}1 = \log 10^{-1}$.

La caratteristica del logaritmo decimale di un numero minore di 1 è negativa, ed è di tante unità, quanti sono gli zeri che precedono la prima cifra significativa del numero, compreso quello avanti la virgola.

Es.: log 0,72 = 1, ...; log 0,0704 = 2, ...; log 0,00012 = 4, ...

Da quanto precede risulta chiaramente che la caratteristica del logaritmo decimale di un numero si sa calcolare facilmente

Imponente partecipazione del mondo radiantistico alla XI mostra-mercato di Mantova

Mantova, 3 maggio.

La prima delle due manifestazioni mantovane a cura dell'Associazione **A.R.I.** di Mantova, tenutasi nell'ampio salone del palazzo della Ragione ha visto riuniti con una numerosa rappresentanza tutto il mondo radiantistico italiano e straniero.

La manifestazione che vanta ormai una tradizione decennale ed una organizzazione efficentissima, ha riproposto soprattutto per merito dell'intelligente scelta dei prodotti nuovi o surplus, quei motivi di cordiale intesa fra espositore e visitatore, fra radioamatore, espositore improvvisato, e sagace mercanteggiatore, che fanno della manifestazione mantovana un richiamo sorprendentemente aperto anche al profano. Un mercato fra i più importanti, una tappa d'obbligo per ogni amatore, di tutti i « patiti » di questa ELETTRONICA!

Vari i motivi di interesse suscitati davanti agli stand, alle panchette ricolme di piccole e grandi cose, tutte egualmente preziose, grande l'animazione, condita da quel parlare franco e schietto dai variopinti accenti, tipico del piccolo ma glorioso mondo dei radioamatori.

$$db = 10 \log_{10} \frac{P2}{P1},$$

(*)

1.

MANTOVA - **XI MOSTRA MERCATO DEL MATERIALE RADIANTISTICO.**

1 - Vista d'insieme del Palazzo della Ragione.

2.

3.

4.

2 - Vista parziale dello Stand di « Elettronica Mese ».

3 - Vista parziale dello stand della LABES.

4 - Un altro angolo dello stand di « Elettronica Mese ».

in ogni caso; la mantissa invece occorrerà cercarla nelle apposite tavole logaritmiche.

Ritornando alla nostra formula del decibel cerchiamo di applicarla facendo un esempio.

Supponiamo di avere un amplificatore con uscita di 20 W ed entrata di 1 volt ai capi della resistenza di griglia della prima valvola di amplificazione (che supponiamo uguale a 1 MΩ), vogliamo calcolare il guadagno. Con la legge di OHM o meglio ancora con la $W = \frac{E^2}{R}$ troviamo che la potenza d'ingresso è:

$$\frac{1}{1000.000}\ \text{W cioè } 0{,}000001\ \text{W } (10^{-6}\ \text{W}).$$

Quindi P2 = 20 W, P1 = 0,000001 W, applichiamo la formula e troviamo:

$$10 \log \frac{20}{0{,}000001} \text{ cioè } 10 \log 20.000.000;$$

da cui la caratteristica è 7 e la mantissa è circa 3, cioè 10 · 7,3 cioè 73 db.

Per trovare qual è il guadagno occorrente per portare il livello della potenza d'ingresso ad una determinata potenza d'uscita, è sufficiente invertire il procedimento.

Le caratteristiche di un microfono sono quasi universalmente riferite alla potenza di un milliwatt. Per distinguere gli ordinari decibels dai decibels rispetto ad 1 mW, si usa il termine abbreviato « dbm ».

Supponiamo pertanto di avere un microfono con uscita —75 dbm e di dovere calcolare il guadagno in potenza di un amplificatore con uscita di 15 W. Per semplificare il problema supponiamo per il momento che l'uscita (P1) del microfono sia 1 mW, troviamo allora:

$$\text{dbm} = 10 \log \frac{15\ \text{W}}{0{,}001\ \text{W}} = 10 \log 15.000 = 10 \times 4{,}77 = 41{,}7,$$

cioè arrotondando = 42.

Conosciamo ora che per portare l'uscita di 1 mW del microfono a quella voluta, cioè 15 W, si richiede un guadagno di circa 42 db. D'altro canto sappiamo che per portare l'uscita reale (—75 db m) del microfono ad 1 mW sono richiesti 75 db di guadagno. Perciò il guadagno totale dell'amplificatore dovrà essere:

$$42 + 75 = 117\ \text{db}.$$

Così quando diciamo che un attenuatore ha una perdita di 10 db e che un amplificatore ha un guadagno di 60 db intendiamo riferirci sempre ad un rapporto fra due potenze, perciò nel primo caso avremo un'uscita uguale alla decima parte della potenza in ingresso e nel secondo caso l'amplificatore ha moltiplicato un milione di volte la potenza d'ingresso. Fino ad ora abbiamo parlato di potenze e quindi di W, ma molto spesso troviamo anche dei rapporti tra correnti o pure fra tensioni. Infatti parlando di circuiti a transistori il guadagno in corrente è cosa assai frequente.

TABELLA DEI DECIBELS

db	Rapporto di corrente e tensione		Rapporto di potenza		db	Rapporto di corrente e tensione		Rapporto di potenza	
	guad.	perd.	guad.	perd.		guadagno	perdita	guadagno	perdita
0,1	1,01	0,989	1,02	0,977	8,0	2,51	0,398	6,31	0,158
0,2	1,02	0,977	1,05	0,955	8,5	2,66	0,376	7,08	0,141
0,3	1,03	0,966	1,07	0,933	9,0	2,82	0,355	7,94	0,126
0,4	1,05	0,955	1,10	0,912	9,5	2,98	0,335	8,91	0,112
0,5	1,06	0,944	1,12	0,891	10,0	3,16	0,316	10,00	0,100
0,6	1,07	0,933	1,15	0,871	11,0	3,55	0,282	12,6	0,079
0,7	1,08	0,923	1,17	0,851	12,0	3,98	0,251	15,8	0,063
0,8	1,10	0,912	1,20	0,832	13,0	4,47	0,224	19,9	0,050
0,9	1,11	0,902	1,23	0,813	14,0	5,01	0,199	25,1	0,040
1,0	1,12	0,891	1,26	0,794	15,0	5,62	0,178	31,6	0,032
1,1	1,13	0,881	1,29	0,776	16,0	6,31	0,158	39,8	0,025
1,2	1,15	0,871	1,32	0,759	17,0	7,08	0,141	50,1	0,020
1,3	1,16	0,861	1,35	0,741	18,0	7,94	0,126	63,1	0,016
1,4	1,17	0,851	1,38	0,724	19,0	8,91	0,112	79,4	0,013
1,5	1,19	0,841	1,41	0,708	20,0	10,00	0,100	100,0	0,010
1,6	1,20	0,832	1,44	0,692	25,0	17,8	0,056	$3,16 \times 10^{2}$	$3,16 \times 10^{-3}$
1,7	1,22	0,822	1,48	0,676	30,0	31,6	0,032	10^{3}	10^{-3}
1,8	1,23	0,813	1,51	0,661	35,0	56,2	0,018	$3,16 \times 10^{3}$	$3,16 \times 10^{-4}$
1,9	1,24	0,803	1,55	0,646	40,0	100,0	0,010	10^{4}	10^{-4}
2.0	1,26	0,794	1,58	0,631	45,0	177,8	0,006	$3,16 \times 10^{4}$	$3,16 \times 10^{-5}$
2,2	1,29	0,776	1,66	0,603	50,0	316	0,003	10^{5}	10^{-5}
2,4	1,32	0,759	1,74	0,575	55,0	562	0,002	$3,16 \times 10^{5}$	$3,16 \times 10^{-6}$
2,6	1,35	0,741	1,82	0,550	60,0	1.000	0,001	10^{6}	10^{-6}
2.8	1,38	0,724	1,90	0,525	65,0	1.770	0,0006	$3,16 \times 10^{6}$	$3,16 \times 10^{-7}$
3,0	1,41	0,708	1,99	0,501	70,0	3.160	0,0003	10^{7}	10^{-7}
3,2	1,44	0,692	2,09	0,479	75,0	5.620	0,0002	$3,16 \times 10^{7}$	$3,16 \times 10^{-8}$
3,4	1,48	0,676	2,19	0,457	80,0	10.000	0,0001	10^{8}	10^{-8}
3,6	1,51	0,661	2,29	0,436	85,0	17.800	0,00006	$3,16 \times 10^{8}$	$3,16 \times 10^{-9}$
3,8	1,55	0,646	2,40	0,417	90,0	31.600	0,00003	10^{9}	10^{-9}
4,0	1,58	0,631	2,51	0,398	95,0	56.200	0,00002	$3,16 \times 10^{9}$	$3,16 \times 10^{-11}$
4,2	1,62	0,617	2,63	0,380	100,0	100.000	0,00001	10^{10}	10^{-11}
4,4	1,66	0,603	2,75	0,363	105,0	178.000	0,000006	$3,16 \times 10^{10}$	$3,16 \times 10^{-11}$
4,6	1,70	0,589	2,88	0,347	110,0	316.000	0,000003	10^{11}	10^{-11}
4,8	1,74	0,575	3,02	0,331	115,0	562.000	0,000002	$3,16 \times 10^{11}$	$3,16 \times 10^{-12}$
5,0	1,78	0,562	3,16	0,316	120,0	1.000.000	0,000001	10^{12}	10^{-12}
5,5	1,88	0,531	3,55	0,282	130,0	$3,16 \times 10^{6}$	$3,16 \times 10^{-7}$	10^{13}	10^{-13}
6,0	1,99	0,501	3,98	0,251	140,0	10^{7}	10^{-7}	10^{14}	10^{-14}
6,5	2,11	0,473	4,47	0,224	150,0	$3,16 \times 10^{7}$	$3,16 \times 10^{-8}$	10^{15}	10^{-15}
7,0	2,24	0,447	5,01	0,199	160,0	10^{8}	10^{-8}	10^{16}	10^{-16}
7,5	2.37	0,422	5,62	0,178	170,0	$3,16 \times 10^{8}$	$3,16 \times 10^{-9}$	10^{17}	10^{-17}

In questo caso la formula vista per le potenze (in W) va corretta ricordando che: $R = \frac{E}{I}$ cioè $I = \frac{E}{R}$, la potenza è espressa dalla: $P = E \cdot I$ cioè sostituendo: $P = \frac{E \cdot E}{R} = \frac{E^2}{R}$ oppure

$$P = \frac{I^2 .}{R}.$$

Dall'algebra sappiamo che per trovare il quadrato di un numero è sufficiente moltiplicare per 2 il suo logaritmo, abbiamo perciò le due formule:

$$db = 2 \times 10 \log \frac{\frac{E_2}{R}}{\frac{E_1}{R}} = 2 \times 10 \log \frac{E_2}{E_1} = 20 \log \frac{E_2}{E_1}$$

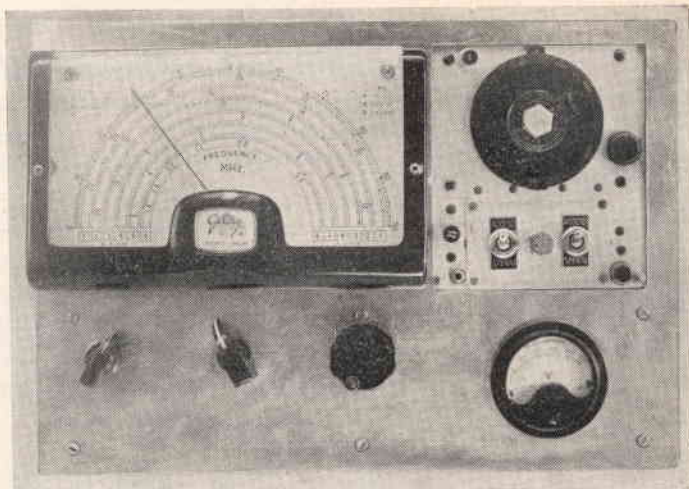
e analogamente $$db = 20 \log \frac{I_2}{I_1}.$$

Oltre a questi rapporti fra potenze, correnti, tensioni, si possono immaginare altri rapporti come il rapporto segnale-disturbo, il rapporto di selettività, ecc., molto comuni e molto utili nella pratica.

Per concludere, riportiamo una tabella dei decibels con i rispettivi valori dei rapporti di potenza e di tensione e correnti, le perdite ed i guadagni. ⊙

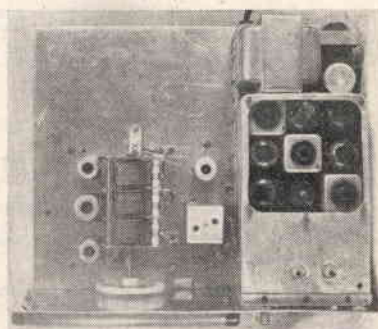
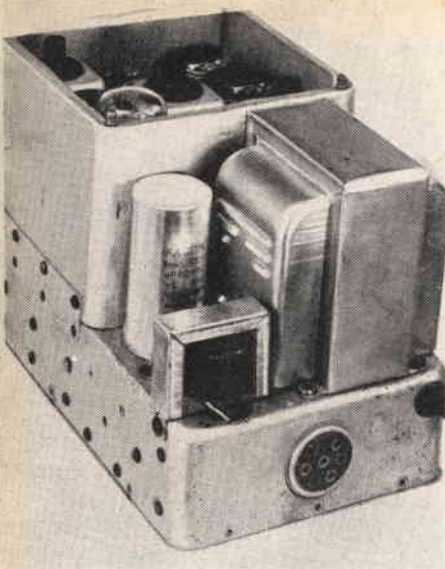
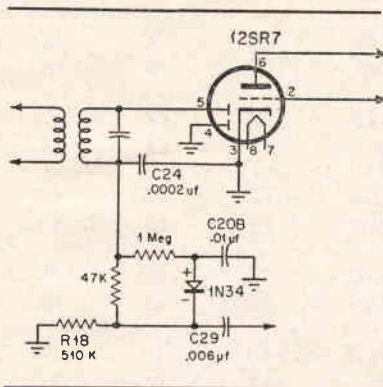
SURPLUS E NON SURPLUS

Ricevitore professionale a doppia conversione e banda continua da 190 Kc a 30 MHz

II PARTE

Modifiche al BC ed assemblaggio.

Occorre innanzitutto collegare tutti i filamenti del BC in serie, dato che originariamente lavorava con filamenti in serie, aiutandosi magari con lo schema elettrico del BC pubblicato a pag. 56 del citato numero 2/1964 di Elettronica Mese. Togliere l'impedenza di filtro dei filamenti L-14. Inserire tra la resistenza R-11 ed il condensatore C-24 una resistenza da 2,2 MΩ. Sviteremo quindi il pannellino frontale, toglieremo il pannello del cassettino, e vi monteremo un interruttore doppio (S1) per AM/CW, al centro un potenziometro lineare da 25 KΩ (P1) per il controllo del guadagno di media frequenza + interruttore per la linea di alimentazione; dall'altro lato del potenziometro P1 e in simmetria con S1 un interruttore unipolare per lo STAND-BY. Sul davanti può essere sistemata inoltre una piccola lampadina spia ed un jack per le cuffie o l'altoparlante.

Come abbiamo detto sul retro del ricevitore può essere alloggiato il trasformatore di alimentazione T-2, il condensatore elettrolitico a vitone ed un eventuale trasformatore d'uscita. Quest'ultimo infatti è necessario in quanto il trasformatore d'uscita originale (T-1) ha un'impedenza secondaria di circa 600 Ω ed è quindi adatto per il solo ascolto in cuffia. Per montare l'alimentatore è necessario svitare le viti laterali di fissaggio di L-15, Z-4, -T-1, C-16B, ed allontanarli temporaneamente dal fondo dello chassis senza scollegarli. Togliere quindi i quattro supporti elastici del dynamotor, la spina a tre contatti dell'alimentatore (j-2) ed i tre distanziatori. Poichè la presa j-3 posta sul retro non serve, tutti i collegamenti a J-3 possono essere eliminati in modo da trasformare J-3 in un comodo cambiatensioni. Dalle fotografie appare chiara la disposizione delle varie parti, comunque nulla vieta di preferire una diversa disposizione.

Poichè l'ingresso dell'antenna del BC è posto sul davanti, è consigliabile non usare detta presa, ma prevedere una seconda,

1.

3.

2.

1 - Vista superiore del ricevitore pangamma. Lo spazio libero può essere sfruttato per alloggiare un eventuale convertitore per i due metri.

2 - Varianti allo schema originale del BC-453 con aggiunta del noise-limiter.

3 - Vista posteriore del BC-453. Si osservi il nuovo alimentatore, trasformatore, condensatore di filtro ed il trasformatore di uscita.

preferibilmente coassiale, sistemandola sul lato sinistro in basso del BC, accanto alla lampadina al neon V-1 collegandola attraverso un condensatore da 5 pF.
Inoltre l'uscita coassiale evita la captazione di rumori e segnali indesiderati esistenti attorno ai 467 Kc/s.
Pertanto dal BC-453 escono i seguenti fili: cavo di alimentazione; linea C.A.V.; linea ad alta tensione (250 V circa) e linea a bassa tensione (6,3 V 1,8 A), nonchè il cavo coassiale che va collegato tra la massa ed il piedino n. 3 del trasformatore di media frequenza (T-3) a 467 Kc/s. Facciamo presente che chi già possiede il BC-453 con le valvole originali a 12 volts potrà impiegarle accendendole tutte in parallelo ponendo i due avvolgimenti di filamento di T-2 in serie (6,3 V + 5 V); per le tre valvole del gruppo e per la 6C4 si potrà usare la presa centrale e la massa.
Poichè il BC non possiede un vero e proprio C.A.V. si è ovviato all'inconveniente aggiungendo al circuito originale una resistenza da 2,2 MΩ.

Taratura.

La taratura del BC-453 non richiede che leggeri ritocchi in quanto, se non manomesso, risulta già tarato. La ritoccatina si esegue togliendo le protezioni di bakelite delle medie frequenze in modo da accedere con un giraviti ai compensatori di taratura.
Si collegherà l'oscillatore modulato tra il telaio e il cappuccio della valvola 6K8 e si ruoteranno lentamente a destra o a sinistra i compensatori in modo da ottenere la massima uscita.
I trasformatori di media frequenza posseggono, come già detto, un accoppiamento variabile tra primario e secondario per la selettività variabile. Si consiglia di tarare i tre trasformatori per la massima selettività (asticciole in fibra alzati). La parte radiofrequenza non richiede alcuna taratura, tuttavia per accedere ai vari trimmer è necessario togliere lo schermo di protezione delle valvole; questi si trovano sopra il variabile triplo. La taratura consiste nell'allineare la scala e gli stadii accordati a radiofrequenza per la massima uscita. Poichè il ricevitore servirà solo per i 467 Kc/s si potrà tarare il suddetto per la massima sensibilità a 467 Kc/s.
Le operazioni di taratura del gruppo sono facilitate dalla taratura preventiva che il Gruppo A. F. riceve presso la Fabbrica. Le operazioni si ridurranno quindi a leggeri ritocchi dei nuclei e dei compensatori.
La migliore messa a punto si ottiene impiegando un oscillatore modulato ed un misuratore d'uscita. Questo ricevitore non differisce a questo riguardo dalle altre supereterodine; si avrà cura solamente di non inserire l'oscillatore di nota per la telegrafia durante la taratura stessa.
Ci si dovrà sincerare preventivamente che il condensatore variabile compia tutta la dovuta rotazione e che la stessa cosa faccia l'indice indicatore della scala in modo che inizio e fine corsa dell'uno corrispondano a quelli dell'altro.

La tabella di taratura indica le frequenze ed i punti ove, per ogni singola gamma, devono essere eseguite le operazioni; prima di effettuarle però è necessario che l'intera sezione di Media Frequenza sia tarata sui 467 kHz e per fare questo si agirà sui compensatori del trasformatore 712 sempre per la massima uscita.

Sul gruppo si regoleranno prima le viti relative alla sezione dell'oscillatore e quindi quelle corrispondenti delle sezioni d'aereo e di amplificazione A.F. Nella zona delle onde più corte di ogni gamma si agirà solamente sui compensatori, nella zona delle onde più lunghe si agirà con i nuclei delle induttanze. ⊙

TABELLA DI TARATURA

GAMME		Operaz.	Frequenza e Lunghezza d'onda		VITI DA REGOLARE		
					Oscillatore per allin.to scala	Antenna per max uscita	Alta Freq. per max uscita
O. Medie	MHz 1,58 ÷ 0,52	1ª	MHz 1,43	mt 210	C6	C6	C6
	mt 190 ÷ 580	2ª	MHz 0,577	mt 520	L6	L6	L6
O. Corte 5	MHz 4,7 ÷ 1,55	3ª	MHz 4	mt 75	C5	C5	C5
	mt 64 ÷ 190	4ª	MHz 1,9	mt 158	L5	L5	L5
O. Corte 4	MHz 7,7 ÷ 4,6	5ª	MHz 7	mt 42,8	C4	C4	C4
	mt 39 ÷ 65	6ª	MHz 5	mt 60	L4	L4	L4
O. Corte 3	MHz 12,5 ÷ 7,5	7ª	MHz 11,8	mt 25,4	C3	C3	C3
	mt 24 ÷ 40	8ª	MHz 8,5	mt 35,2	L3	L3	L3
O. Corte 2	MHz 20 ÷ 12	9ª	MHz 19	mt 15,8	C2	C2	C2
	mt 15 ÷ 25	10ª	MHz 13	mt 23,1	L2	L2	L2
O. Corte 1	MHz 31 ÷ 18,5	11ª	MHz 29	mt 10,3	C1	C1	C1
	mt 10 ÷ 16	12ª	MHz 20	mt 15	L1	L1	L1

Soluzione Quiz

SOLUZIONE DEL QUIZ: **« UN DIODO PER ONDA INTERA »** apparso sul numero 3 del Marzo 1964 di « Elettronica Mese ».

Di seguito riportiamo lo schema elettrico e la risposta inviataci dal Sig. GIORGIO GOBBI, Piazza Grandi, 13 - MILANO:

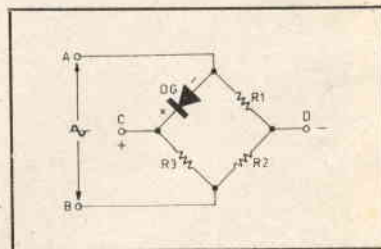
« Consideriamo il ponte di fig. 1, dove R1 = R2=R3. Poniamo che in **A** giunga una semionda positiva, e quindi in **B** la negativa. Il diodo **DG** conduce ed evidentemente **C** è positivo e **D** negativo, poichè si suppone che R1 sia maggiore della resistenza diretta del diodo. Quando poi **A** diventa negativo e **B** positivo, praticamente è come se non ci fosse **DG**, il ponte quindi è di nuovo sbilanciato; e poichè la resistenza inversa di **DG** è più alta di R1, **D** è negativo e **C** di conseguenza positivo.

Durante ogni semionda quindi **C** è positivo e **D** negativo, lo stesso effetto cioè prodotto dai raddrizzatori a onda intera ».

Aggiungiamo doverosamente che questo e simili circuiti, presentano un rendimento piuttosto scarso e quindi di modesto interesse pratico, quantunque venga usato per raddrizzare tensioni alternate in alcuni circuiti di misura.

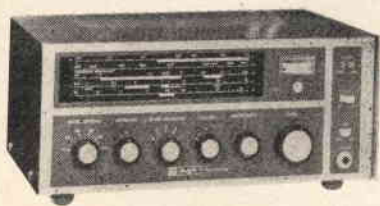
Questi, per ordine, i fortunati vincitori ai quali invieremo il premio promesso:

1) MARONE MARIO - Torino;
2) GIORGIO GOBBI - Milano;
3) GNUDI GIANNI - Bologna;
4) CONTI GIUSEPPE - Torino;
5) NANETTI PAOLO - Bologna.

Ai fortunati ed a tutti i solutori vanno i complimenti di « Elettronica Mese ».

1.

1 - Circuito rettificatore ad onda intera con un solo diodo.

Knight-kit

STAR ROAMER (In scatola di montaggio)

2.

Alla scoperta dell'affascinante mondo delle onde corte con il ricevitore **STAR ROAMER** della Knight-kit.

Con copertura continua, in cinque gamme, da 200 kc/s a 30 Mc/s, questo ricevitore consente la ricezione delle stazioni mondiali ad onda corta... delle gamme radiantistiche... delle trasmissioni militari... e delle trasmissioni commerciali ad onda media.

La Star Roamer presenta caratteristiche deluxe, quali ampia scala parlante illuminata, S-meter illuminato, band-set e band-spread separati per una accurata sintonia delle emissioni ad onda corta, un altoparlante incorporato, il controllo automatico di sensibilità e molte altre interessanti caratteristiche.

Nessuna esperienza è richiesta... chiunque può costruire ed usare lo Star Roamer.

Accendetelo ed avrete il mondo sulle punte delle dita.

Il ricevitore professionale che proponiamo ai Lettori è stato preparato dalla KNIGHT-KIT, la casa americana specializzata nella preparazione di scatole di montaggio di alta qualità. I lettori che desiderassero acquistare e costruire detta scatola di montaggio, dovranno richiederla direttamente alla FERCO S.p.A., Via Ferdinando di Savoia, n. 2, Milano, unica rappresentante per l'talia della Knight-kit (Allied Radio). La FERCO concederà in via del tutto eccezionale, ai lettori di Elettronica Mese, uno sconto del 5% sul prezzo di listino in vigore all'atto dell'ordine, alla tassativa condizione che l'ordine pervenga all'indirizzo sopracitato non oltre quindici giorni dall'uscita della rivista nelle edicole. Allo scopo farà fede la data del timbro postale dell'ordine.

Il prezzo di listino fissato dalla FERCO, L. 45.750, è di assoluta convenienza.

Ogni kit viene accompagnato da relativa guida pratica al montaggio. Questo opuscoletto, composto in lingua americana e da noi parzialmente tradotto e riprodotto su queste pagine, merita due parole di commento: la descrizione passo a passo, di ogni singola operazione di cablaggio, è talmente minuziosa da risultare persino quasi noiosa, e gli schemi pratici così evidenti, chiari e parlanti da formare un vero e proprio test, tantochè la Knight-kit stessa ama definire le proprie scatole di montaggio « a prova di incompetente ».

2 - Aspetto dello STAR-ROAMER a montaggio ultimato.

CARATTERISTICHE

BANDE	**Banda 1**	da 200 a 400 Kc/s
	Banda 2	da 550 a 1800 Kc/s
	Banda 3	da 1,8 a 4,8 MHz
	Banda 4	da 4,8 a 12 MHz
	Banda 5	da 12 a 30 MHz

Band Spread . . . . :	calibrato da 10 a 100
Sensibilità . . . . :	10 μV per 10 db di S/N
Frequenza intermedia . . . . . :	455 Kc/s
Banda passante a F.I. . . . . . :	8 Kc/s a 6 db
Frequenza di eterodinaggio . . :	da 0 a 5 Kc/s
Antenna . . . . :	non bilanciata, 300 Ω nominale
Limitatore automatico dei disturbi:	inseribili, a diodo, tipo serie
Alimentazione . . . . :	125 o 220 volt, 50 Hz
Potenza assorbita: . . . . :	15 watt
Altoparlante . . . . :	10 cm.
Uscita cuffie . . . . :	alta impedenza, magnetiche o piezoelettriche
Valvole . . . . :	1 - 6BE6 (convertitrice) 1 - 6HR6 (amplificatrice a F.I.) 1 - 12AX7 (amplificatrice di B.F.) 1 - 6AK6 o 6AR5 (finale di B.F.).

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Stadio oscillatore e mescolatore.

Il segnale radio proveniente dall'antenna viene sintonizzato, per prima cosa, da uno dei circuiti accordati selezionato dal selettore S-1B del cambio di gamma. Il commutatore è collegato in modo che la bobina prescelta risulti in parallelo ad una delle sezioni del condensatore principale di sintonia, C-2, e il condensatore d'aereo C-3.

Quest'ultimo condensatore compensa l'effetto che produce l'antenna sui circuiti accordati. In modo analogo il settore S-1A, contemporaneamente alla bobina d'aereo, sceglie una opportuna bobina oscillatrice. Questa bobina risulta collegata in parallelo all'altra sezione del condensatore C-2 e al condensatore allargatore di banda, C-4. La combinazione delle due bobine e dei due condensatori è tale che una parte della valvola V-1 produce sempre un segnale a radiofrequenza (oscillatore locale) 455 Kc/s superiore al segnale ricevuto in antenna.

I due segnali, l'uno proveniente dall'antenna, l'altro dall'oscillatore locale, vengono mescolati dalla valvola V-1, la valvola 6BE6 convertitrice, in un processo chiamato eterodinaggio. I due segnali eterodinati producono, all'uscita di V-1, un certo numero di frequenze. Molti di questi segnali sono a due frequenze ben

precise, l'uno uguale alla somma del segnale in antenna e del segnale locale, e l'altro uguale alla differenza dei due predetti segnali.

Poichè l'oscillatore locale lavora sempre 455 Kc/s superiore al segnale sintonizzato, il segnale differenza di V-1 è sempre 455 Kc/s. (Il segnale somma subisce una reiezione da parte dei circuiti sintonizzati. Da questo processo deriva il nome di convertitrice dato alla valvola V-1. Poichè dopo lo stadio convertitore è presente un solo segnale fisso a 455 Kc/ non sono necessari altri dispositivi di sintonia.

Stadio a frequenza intermedia.

L'amplificatore a frequenza intermedia (I.F.) è lo stadio intermedio tra i segnali a radio frequenza dello stadio convertitore ed i segnali di bassa frequenza.

Il segnale a 455 Kc/s è uguale a quello captato dall'antenna, fatta eccezione per la frequenza, e viene amplificato da V-2, la valvola 6HR6 amplificatrice a I.F. Oltre ad amplificare il segnale a I.F., questo stadio aumenta la selettività del ricevitore. I trasformatori T-1 e T-2 sono accuratamente accordati a 455 Kc/s, e qualsiasi segnale diverso da 455 Kc/s non passerà attraverso i trasformatori. Così i segnali indesiderati che potessero superare lo stadio convertitore, verranno filtrati nello stadio I.F.

Stadio rivelatore e di bassa frequenza.

Molte delle stazioni sintonizzate dallo Star Roamer, impiegano il sistema di modulazione d'ampiezza per aggiungere il segnale audio al segnale a radiofrequenza, o portante, generato dal trasmettitore. Nella modulazione d'ampiezza l'ampiezza della portante varia in accordo con il segnale audio, cioè causa dei picchi e degli annullamenti dell'ampiezza della portante. Nello Star Roamer, il diodo rivelatore CR-1 ricupera il segnale audio, dal segnale a I.F. (si ricordi che il segnale I.F. è identico al segnale captato dall'antenna a meno della diversa frequenza della portante).

Le variazioni di ampiezza sono i segnali audio impressi alla portante nel trasmettitore. Il segnale audio passa attraverso il potenziometro di volume R-11 col quale si può variare l'ampiezza del segnale che raggiunge V-3. V3, una valvola 12 AX7, è in realtà una valvola doppia in un solo bulbo.

Il segnale audio amplificato da V-3 viene quindi applicato a V-4, una valvola 6AR5 o 6AK6, l'amplificatrice di potenza.

Alimentatore.

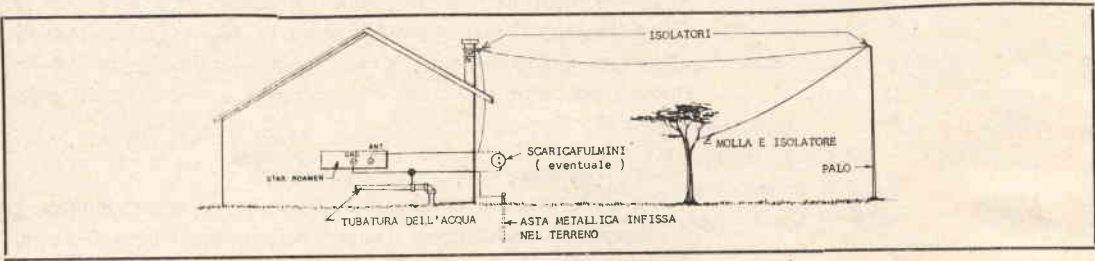
Il trasformatore di alimentazione fornisce le tensioni per i filamenti e le placche delle valvole, inoltre provvede ad isolare il telaio dalle reti luce in modo da evitare possibili scossoni. Il diodo CR-3 raddrizza la tensione alternata mentre le sezioni A e B di C-17 e la resistenza R-19 filtrano correttamente detta tensione.

A.V.C. S Meter e controllo di sensibilità.

Il controllo automatico di volume (A.V.C.) ha lo scopo di ridurre l'amplificazione di V-1 e V-2 quando il segnale ricevuto è

robusto, mantenendo costante il segnale d'uscita, con segnali affetti da evanescenza in antenna.
Lo strumento S meter misura una porzione della corrente di placca di V-1 e V-2. Poiché la corrente di placca varia con il segnale ricevuto, si può realizzare in tal modo un sistema semplice e preciso per la misura dell'intensità del segnale captato.
Portando il controllo di sensibilità al massimo si fa oscillare la valvola a I.F., producendo una nota di battimento rendendo possibile la ricezione dei segnali in codice non modulati.

Limitatore automatico dei disturbi.

Il limitatore automatico dei disturbi agisce solo sui picchi di disturbo che hanno ampiezza superiore al segnale ricevuto. Il divisore di tensione formato da R-10 e R-25 porta il diodo CR-2 a lavorare in un punto in cui tutti i segnali di bassa frequenza possono passare all'impiezza determinata dalla posizione del controllo di volume. Quando è presente un picco di disturbo questo viene scaricato a massa e non è udibile in altoparlante.

TARATURA

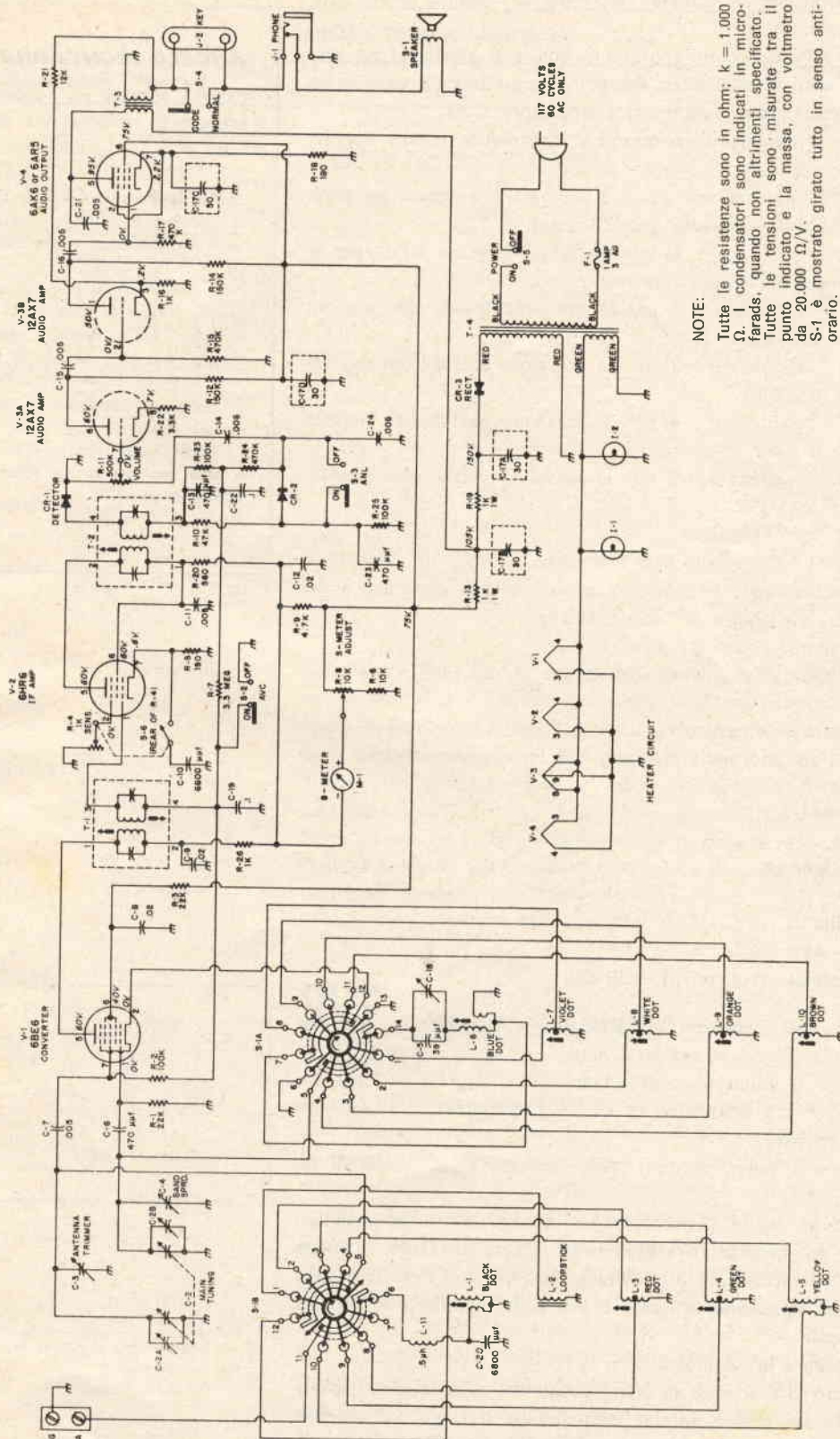
Senza strumenti.

Gli avvolgimenti dei trasformatori I.F. (T-1 e T-2) dello Star Roamer sono preallineati in fabrica. Tuttavia è necessario un leggero ritocco dei circuiti accordati in quanto la taratura risulta modificata dalla lunghezza dei collegamenti e dalla cablatura dei componenti.
Procedere nel modo seguente:
— portare i comandi nelle posizioni indicate appresso:

Bandspread	a 50 (metà capacità).
Antenna	punto bianco (metà capacità).
Gamma	banda 2.
Volume	uscita B.F. normale.
Sensibilità	tutto in senso antiorario
Power AVC e ANL	in posizione ON.
Code-Normal (sul retro) . . .	in posizione NORMAL.

Sintonizzata una stazione, con l'apposito attrezzo fornito, aggiustare i nuclei inferiori e superiori di T-1 e T-2 per la massima uscita letta sull'S-meter.
Sintonizzare una stazione, di cui si conosca con precisione la frequenza, nelle vicinanze di 550 Kc/S. Se l'indice della scala parlante non risulta in corrispondenza della stazione captata, portare l'indice sulla frequenza esatta e aggiustare il nucleo di

1 - Esempio di installazione dell'antenna per lo STAR-ROAMER.

2 - Schema elettrico del ricevitore STAR-ROAMER.

NOTE:

Tutte le resistenze sono in ohm; k = 1.000 Ω. I condensatori sono indicati in microfarads, quando non altrimenti specificato. Tutte le tensioni sono misurate tra il punto indicato e la massa, con voltmetro da 20.000 Ω/V.
S-1 è mostrato girato tutto in senso antiorario.

L-7 sinchè si ode la stazione. Tarare per la massima uscita letta dall'S-meter.
Ripetere la precedente operazione con una stazione che trasmette vicino ai 1600 Kc/s. Far coincidere l'indice con la scala se necessario, con l'aiuto del condesatore C-2B.
Ripetere le precedenti operazioni sinché non si notano apprezzabili discrepanze.
Localizzare una stazione vicino a 1500 Kc/s e aggiustare C-2A per la massima deflessione dell'S-meter.
Sulle bande 1, 3, 4 e 5, le bobine possono essere tarate per la massima sensibilità nel seguente modo:
Banda 1 - aggiustare L-1 per la massima uscita con segnale vicino a 300 K/cs.
Banda 3 - aggiustare L-3 per la massima uscita con segnale vicino a 3,5 MHz.
Banda 4 - aggiustare L-4 per la massima uscita con segnale vicino a 8 MHz.
Banda 5 - aggiustare L-5 per la massima uscita con segnale vicino a 20 MHz.

Taratura con strumenti.

Sebbene le bobine dello Star Roamer siano state preallineate in fabbrica, tuttavia è necessario, per una ottima perfomance del ricevitore, riallineare le bobine stesse.
Gli strumenti necessari sono:
1° generatore di segnali da 200 Kc/s a 30, 455 MHz, modulato a 400 Hz.
2° voltmetro elettronico oppure oscillografo.
Portare i comandi nelle posizioni indicate appresso:

Bandspread . . . . . a 50
Antenna . . . . punto bianco
Cambio gamma . . . . come indicato nella tabela di taratura
Volume . . . . . . punto bianco
Sensibilità . . . . . . tutto in senso antiorario
Power - AVC - ANL . . . ON
Code-Normal (sul retro) NORMAL

Accendere il ricevitore ed attendere circa mezz'ora per dar modo alla valvola di scaldarsi bene.
Collegare il voltmetro elettronico o l'oscillografo ai capi dei terminali 1 e 2 dell'altoparlante (SP-1), portata 1,5÷5 volt, corrente alternata.
Collegare il generatore nel punto indicato dalla tabella di taratura.
Quando si usa il generatore per allineare le bobine tenere l'uscita del generatore stesso la più bassa possibile, in modo da non sovraccaricare il ricevitore. **Non tarare il ricevitore sulla frequenza immagine la quale è 910 Kc/s superiore al segnale interessato.**

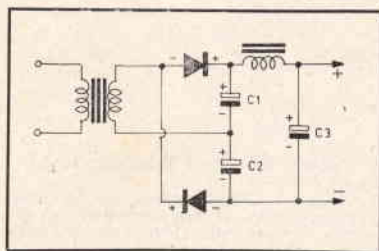
Per imparare la telegrafia.

Per usare lo Star Roamer come oscillatore di note per l'apprendimento del codice Morse, sintonizzare il ricevitore su una robusta stazione (onde medie o corte), portare l'AVC nella

TABELLA PER LA TARATURA

Operazione	Frequenza Generat.	Collegare il Generat. a:	Gamma	Indice	Tarare	Sintonizzatore per
1	455 Kc	pied. 1 di V1	1	—	T-1 e T-2	massima uscita
2 ripetere l'operazione 1 sino a che non si notano variazioni apprezzabili.						
3	550 Kc	ANTENNA	2	550 Kc	L-7	massima uscita
4	1800 Kc	ANTENNA	2	1800 Kc	C-2B	massima uscita
5 ripetere le operazioni 3 e 4.						
6	1500 Kc	ANTENNA	2	1500 Kc	C-2A	massima uscita
7	200 Kc	ANTENNA	1	200 Kc	C-25	massima uscita
8	400 Kc	ANTENNA	1	400 Kc	L-6	massima uscita
9 ripetere le operazioni 7 e 8.						
10	300 Kc	ANTENNA	1	300 Kc	L-1	massima uscita
11	2 MHz	ANTENNA	3	2 MHz	L-8	massima uscita
12	3,5 MHz	ANTENNA	3	3,5 MHz	L-3	massima uscita
13	5 MHz	ANTENNA	4	5 MHz	L-9	massima uscita
14	8 MHz	ANTENNA	4	8 MHz	L-4	massima uscita
15	14 MHz	ANTENNA	5	14 MHz	L-10	massima uscita
16	20 MHz	ANTENNA	5	20 MHz	L-5	massima uscita

posizione OFF e far avanzare il comando della sensibilità in senso orario sino a che il ricevitore inizia ad oscillare. Aggiustare il **Bandspread** per la nota desiderata. Portare l'interruttore **Code-Normal**, posto sul retro del ricevitore, in posizione **Code.** L'altoparlante viene in tal modo escluso. Inserire nel jack J-2 i terminali di un tasto. Abbassando il tasto si include l'altoparlante ed in tal modo si udrà il segnale di manipolazione. Desiderandolo si potrà impiegare un paio di cuffie collegandole nell'apposita presa jack **Phono.**

1.

1 - Fig. 1 - Circuito elettrico del duplicatore di tensione per la polarizzazione di griglia dello stadio in classe AB1.

QUIZ « UN CONDENSATORE APERTO »

Questo mese, agli affezionati Lettori e solutori dei nostri quizes, vogliamo proporre la spiegazione di una interessante quanto curiosa constatazione rilevata da un nostro tecnico. Questi doveva riscontrare un guasto verificatosi in un amplificatore di bassa frequenza con stadio finale in classe AB1. La tensione negativa di polarizzazione del classe AB1 veniva ricavata mediante il circuito duplicatore ad onda intera riportato in fig. 1. Accidentalmente il nostro tecnico trovò che il condensatore elettrolitico C1 era completamente aperto (perdita di capacità, non di isolamento). Tuttavia il guasto non era in quel punto. Ora chiediamo che cosa accade quando C1, nel circuito duplicatore di tensione ad onda intera di fig. 1, viene soppresso? Vedere la risposta a pag. 230.

DISPOSITIVI DI SORVEGLIANZA ED ALLARME

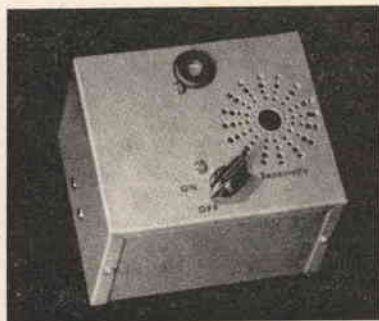
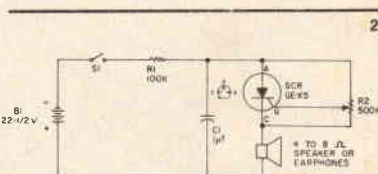
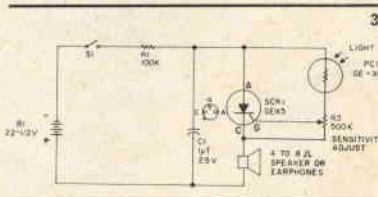
(Per gentile concessione della THOMSON ITALIANA, Paderno Dugnano, Milano)

Il «cane da guardia elettronico» che «abbaia» in presenza di fumo, fuoco o intrusi è l'oggetto del presente articolo.
Il dispositivo impiega un semiconduttore che richiede solo pochi elettroni per funzionare correttamente.
L'elemento essenziale di questo circuito, fig. 1, è il diodo controllato al silicio, il tipo GE-X5 della General Electric, il quale pilota un piccolo altoparlante in un semplice circuito oscillatore a rilassamento.
Il condensatore C1 viene caricato attraverso la resistenza R1, e viene scaricato dal diodo controllato al silicio, SCR, sulla bobina mobile dell'altoparlante, il quale riproduce un click oppure una serie di clicks. L'SCR viene portato in conduzione dalla corrente applicata al suo gate, ricavata dal potenziometro R2.
Quando la polarizzazione del gate aumenta, viene raggiunto un valore in corrispondenza del quale l'SCR si sblocca. Questo punto è determinato dalla posizione del potenziometro R2 e dalla tensione ai capi del condensatore C1.
Se si porta la corrente di polarizzazione appena sotto il livello di conduzione, un piccolissimo aumento di corrente provoca la conduzione dell'SCR e la scarica di C1.
La tensione ai capi di C1 è quindi molto piccola, per cui anche la corrente di polarizzazione è bassa. Non appena C1 si ricarica, la tensione e la corrente di gate aumenta sinchè non viene raggiunto il punto di conduzione.
Con una più alta corrente determinata da R2, il condensatore viene scaricato ad una tensione inferiore, producendo una serie di clicks più veloce in altoparlante.
Disponendo, in serie al potenziometro R2, fig. 2, una fotoresistenza al solfito di cadmio, la serie dei clicks può essere resa dipendente dalla luce che colpisce la fotocellula.
Portando R2 giusto appena sotto il valore di soglia, un piccolo aumento della luce che colpisce la fotocellula PC1, tipo GE-X6 della General Electric, provoca l'avvio della serie di clicks in altoparlante. Una maggiore entità di luce provoca un aumento del ritmo dei clicks. Portando con R2 il ritmo dei clicks ad una velocità tale da produrre una vera e propria nota in altoparlante si può aumentare la sensibilità del dispositivo alle piccole variazioni di luce che colpiscono la fotocellula.

(Continua a pag. 229)

1.

2.

3.

1 - Apetto del « cane elettronico ».

2 - Fig. 1 - Circuito basico dell'oscillatore a rilassamento. (I semiconduttori possono essere richiesti alla THOMSON ITALIANA, Paderno Dugnano - Milano).

3 - Fig. 2 - Circuito oscillante sensibile alla luce, all'umidità o alla temperatura.

CORSO TRANSISTORI. Il corso completo sui transistori viene pubblicato a fascicoli. Ogni mese troverete quattro pagine numerate progressivamente, da raccogliere insieme, seguendo l'ormai fortunatissima moda. Il corso è corredato di schemi elettrici applicativi ed esemplificativi che faciliteranno lo studio. **Nel prossimo numero:** continuazione del cap. **IL TRANSISTORE.**

Simbolo	Descrizione
$V_{CE}(SAT)$ $\left(I_b > \frac{I_C}{h_{FE}}\right)$ (*)	**Tensione collettore-emettitore in saturazione** Valore della tensione di saturazione (°) collettore emettitore nella connessione ad emettitore comune per una specificata **corrente di collettore** e per una specificata **corrente di base** (*).

PARAMETRI A PICCOLO SEGNALE (**)

Per tutti questi parametri occorre il **punto di lavoro, la frequenza e la temperatura** a cui viene eseguita la misura.

Simbolo	Descrizione
$h_{fe} = \left.\frac{\delta i_c}{\delta i_b}\right\vert_{v_c = 0}$	**Guadagno di corrente ad emettitore comune** Rapporto diretto di trasferimento di corrente ad emettitore comune **con l'uscita in corto circuito** per l'alternata. Si dà in modulo e fase.
$h_{ie} = \left.\frac{\delta v_b}{\delta i_b}\right\vert_{v_c = 0}$	**Impedenza d'ingresso ad emettitore comune** Impedenza di ingresso ad emettitore comune con **l'uscita in corto circuito** per l'alternata. E' una grandezza complessa.
$h_{oe} = \left.\frac{\delta i_c}{\delta v_c}\right\vert_{i_b = 0}$	**Ammettenza di uscita ad emettitore comune** Ammettenza di uscita ad emettitore comune con **l'ingresso aperto** per l'alternata. E' una grandezza complessa.
$h_{re} = \left.\frac{\delta v_b}{\delta v_c}\right\vert_{i_b = 0}$	**Rapporto di tensione ad emettitore comune** Rapporto inverso di tensione ad emettitore comune con **l'ingresso aperto** per l'alternata. Si dà in modulo e fase.
$h_{ib} = \left.\frac{\delta v_e}{\delta i_e}\right\vert_{v_c = 0}$	**Impedenza d'ingresso a base comune** Impedenza d'ingresso a base comune con l'uscita in **corto circuito** per l'alternata.
$h_{rb} = \left.\frac{\delta v_e}{\delta v_c}\right\vert_{i_e = 0}$	**Rapporto di trasferimento inverso di tensione a base comune** Rapporto inverso di trasferimento di tensione a base comune con **l'ingresso aperto** per l'alternata.

(**) Riportiamo per comodità dello studioso, delle formule approssimate di conversione dei parametri h. Queste formule sono valide a bassa frequenza dove le grandezze sono reali.

h_{fb} (chiamato anche α):

$$= \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}; \quad h_{ie} = \frac{h_{ib}}{1 + h_{fb}}; \quad h_{er} = \frac{h_{ib} h_{ob}}{1 + h_{fo}} - h_{rb}; \quad h_{oe} = \frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}};$$

$h_{ob} = \left. \frac{\delta i_c}{\delta V_c} \right\vert_{i_e = O}$	**Ammettenza di uscita a base comune** Ammettenza di uscita a base comune con **l'ingresso aperto** per l'alternata.
C_{ob}	**Capacità di uscita a base comune** Capacità di uscita a base comune con **l'ingresso aperto** per l'alternata.
C_{TE}	**Capacità base-emettitore** E' la capacità della giunzione base-emettitore ad una data tensione inversa con il **collettore sconnesso.**
$y_{ie} = \left. \frac{\delta i_b}{\delta V_b} \right\vert_{V_c = O}$	**Ammettenza d'ingresso ad emettitore comune** Ammettenza d'ingresso ad emettitore comune **con l'uscita in corto circuito** per l'alternata. Si scinde nella R_{ie} e nella C_{ie} in parallelo o anche nella g_{ie} e b_{ie}.
$y_{oe} = \left. \frac{\delta i_c}{\delta V_c} \right\vert_{V_b = O}$	**Ammettenza d'uscita ad emettitore comune** Ammettenza d'uscita ad emettitore comune con **l'ingresso in corto circuito** per l'alternata. Si scinde nella R_{oe} e nella C_{oe} in parallelo o anche nella g_{oe} e b_{oe}.
$y_{re} = \left. \frac{\delta i_c}{\delta V_b} \right\vert_{V_c = O}$	**Ammettenza di trasferimento diretto ad emettitore comune** Ammettenza di trasferimento diretto ad emettitore comune con l'uscita in corto circuito per l'alternata. Si scinde nella g_{fe} e b_{fe}.
$y_{re} = \left. \frac{\delta i_b}{\delta V_c} \right\vert_{V_b = O}$	**Ammettenza di trasferimento inverso ad emettitore comune** Ammettenza di trasferimento inverso ad emettitore comune con **l'ingresso in corto circuito** per l'alternata. Si scinde nella g_{re} e b_{er}.
r'_b	**Resistenza equivalente di « spreading » di base**
$f_{\alpha b}$' f_{hfb}	**Frequenza di taglio a base comune** Frequenza a cui l'h_{ib} (α) si è ridotto a 0.707 volte il suo valore a bassa frequenza.
f_β, f_{hfe}	**Frequenza di taglio ad emettitore comune** Frequenza a cui l'h_{fe} (β) si è ridotto a 0.707 volte il suo valore a bassa frequenza.

f_T — **Prodotto guadagno larghezza di banda**
Prodotto banda-guadagno a emettitore comune, nel campo in cui esso è circa costante. Estrapolando la caratteristica frequenza-guadagno nella zona di calo di 6 dB per ottava è la frequenza a cui $|h_{fe}| = 1$.

G_e — **Guadagno di potenza ad emettitore comune**

CG_e — **Guadagno di conversione ad emettitore comune**
Guadagno di conversione da due frequenze d'ingresso ad una frequenza d'uscita nella connessione ad emettitore comune con oscillatore separato.

NF — **Figura di rumore**
E' definita come NF = 10 log F, dove F è il rapporto potenza totale di rumore riferita all'ingresso dell'amplificatore diviso potenza di rumore dovuta alla resistenza del generatore all'ingresso.

PARAMETRI DI COMMUTAZIONE AD EMETTITORE COMUNE

t_d — **Tempo di ritardo (delay)**
Intervallo di tempo misurato dall'istante in cui l'impulso di corrente di conduzione applicato in base raggiunge il 10% del suo valore finale all'istante in cui la corrente di collettore raggiunge il 10% del valore di conduzione.

t_r — **Tempo di salita (rise)**
Intervallo di tempo perchè la corrente di collettore passi dal 10% al 90% del valore di conduzione, mentre il transistore passa dalla interdizione alla conduzione.

t_s — **Tempo d'immagazzinamento (storage)**
Intervallo di tempo misurato dall'istante in cui l'impulso di interdizione in base ha raggiunto il 10% del suo valore massimo all'istante in cui la corrente di collettore è diminuita al 90% del valore che aveva durante la conduzione.

t_f — **Tempo di discesa (fall)**

Intervallo di tempo perchè la corrente di collettore passi dal 90% al 10% del valore di conduzione, mentre il transistore passa dalla conduzione alla interdizione.
Occorre specificare le condizioni ed il circuito di pilotaggio e le condizioni ed il circuito di collettore. Il tempo di commutazione dell'impulso in base deve essere trascurabile rispetto ai tempi misurati.

PARAMETRI TERMICI

R_t

Resistenza termica totale giunzione-ambiente
E' data dall'incremento a regime della temperatura di giunzione rispetto alla temperatura ambiente per unità di potenza continua dissipata.

R_i

Resistenza termica interna giunzione contenitore
E' data dall'incremento a regime della temperatura di giunzione rispetto alla temperatura del contenitore per unità di potenza dissipata.
E' anche chiamata resistenza termica con dissipatore infinito.

R_e

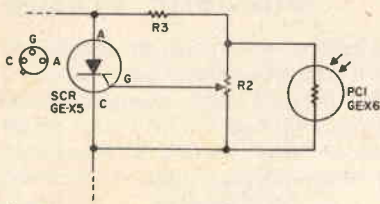
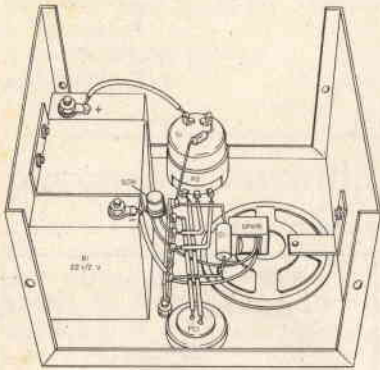
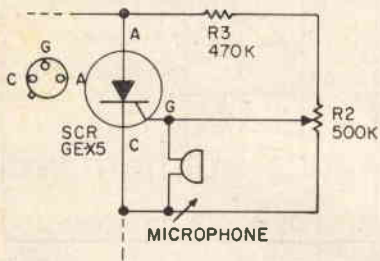
Resistenza termica esterna contenitore-ambiente
E' data dall'incremento a regime della temperatura del contenitore rispetto alla temperatura ambiente per unità di potenza dissipata.

r_t

Resistenza termica totale transitoria giunzione-ambiente
E' data dall'incremento dopo un tempo t della temperatura di giunzione rispetto alla temperatura ambiente per unità di potenza continua dissipata.

r_i

Resistenza termica interna transitoria giunzione-contenitore
E' data dall'incremento dopo un tempo t della temperatura di giunzione rispetto alla temperatura del contenitore per unità di potenza continua dissipata.

(Continuazione di pag. 224)

Il solfito di cadmio, tuttavia, non è molto sensibile ai raggi infrarossi.

Usando una cella al seleniato di cadmio, si ottiene un'ottima sensibilità alle radiazioni vicine ai raggi infrarossi, quali quelle prodotte dalla fiamma.

Una cella al solfito di piombo, sebbene molto più costosa, copre tutto lo spettro visibile e si estende molto bene sino alla regione degli infrarossi, raggiungendo le emissioni di un saldatore caldo.

Si può usare una economica lente di plastica, di 2 o 3 cm di diametro, per aumentare la sensibilità della fotocellula in una sola direzione. Comunque migliore risulterà la focalizzazione, più stretto risulterà il campo utile.

Un altro sistema per rivelare le onde lunghe dei raggi infrarossi, quali la temperatura ambiente, è quello di impiegare un termistore, tipo goccia, ad alta resistenza, in luogo della fotoresistenza.

Il transistore deve avere una resistenza di circa 100.000 Ω a temperatura ambiente. Montando accuratamente il termistore nel fuoco del sistema ottimo, si può ottenere un'alta sensibilità agli oggetti caldi. Poichè il termistore è sensibile anche

alla temperatura ambiente, serve anche come rivelatore del surriscaldamento dell'ambiente.

In luogo della fotocellula si può usare una resistenza sensibile all'umidità, ottenendo così un dispositivo sensibile all'umidità. Per invertire questa funzione, cioè per renderlo sensibile alle diminuzioni di umidità, di luce o temperatura, collegare l'elemento sensibile in parallelo al potenziometro R2 e aggiungere una resistenza fissa, R3, da 100.000, dove dovrebbe essere normalmente connesso l'elemento sensibile, fig. 3. Migliori risultati si ottengono rendendo R3 variabile.

Il dispositivo può essere usato per indicare l'esistenza di una sorgente di disturbi, collegando un microfono ceramico o piezoelettrico ad alta impedenza tra il catodo ed il gate del diodo controllato al silicio, fig. 4.

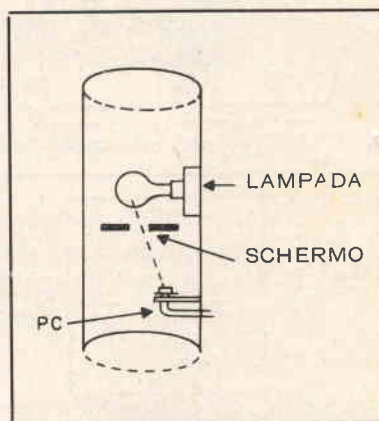
Un microfono ceramico di contatto oppure un pickup fonografico collegato in luogo del microfono di fig. 4 ed appoggiato sul pavimento o al muro darà indicazione della presenza di vibrazioni dovute, ad esempio, a feste. Per rivelare la presenza di

1 - Fig. 3 - Circuito sensibile alle diminuzioni di umidità, di luce o temperatura.

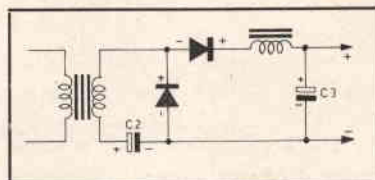
2 - Schema pratico del « cane elettronico ».

3 - Fig. 4 - Circuito sensibile ai suoni o alle vibrazioni.

4 - Fig. 5 - Sezione trasversale del dispositivo per la rivelazione della presenza di fumo.

fumo, il rivelatore a solfito di cadmio può essere impiegato come mostrato in fig. 5.
Le superfici interne della cassa, della flangia e della ghiera debbono essere annerite, preferibilmente a spruzzo, oppure foderate di velluto di cotone in modo da ridurre al minimo le riflessioni luminose. Il calore della lampadina da 15 W favorisce lo scambio dell'aria in modo da muovere continuamente l'aria dell'ambiente. Il fumo frammisto all'aria rifletterà la luce dalla lampada verso la fotoresistenza così da far funzionare il dispositivo. La fotoresistenza può essere protetta, schermandola dalla luce e dal colore diretto della lampada.
Un altro sistema per la rivelazione della presenza di fumo è quello che impiega il circuito invertito di fig. 3, ponendo la fotoresistenza sul fondo della cassa, rivolta verso la lampada. Sarà necessario prevedere un disco con un foro in modo da ridurre la luce che colpisce la fotoresistenza, portandola ad un livello basso, fig. 6. In questo caso il fumo assorbe luce, facendo aumentare la resistenza della fotoresistenza.
Desiderando invece costruire un dispositivo multiplo di sorveglianza o di allarme, si può usare il circuito di fig. 7, ove i vari elementi sensibili (trasduttori) sono opportunamente mescolati. Il dispositivo descritto può essere costruito semplice o complesso quanto si desidera.
Il circuito di fig. 2, può essere realizzato in una piccola scatola di plastica, di legno od altro, lasciando la fotocellula PC1 esposta. Sistemato nella stanza da letto, il dispositivo può servire quale allarme in caso di incendio; oppure se si lasciano le finestre socchiuse può servire da sveglia alle prime luci dell'alba.
Il circuito si presta a centinaia di applicazioni e varianti, quali quella di sostituire l'altoparlante con un relay, ecc. ⊙

1.

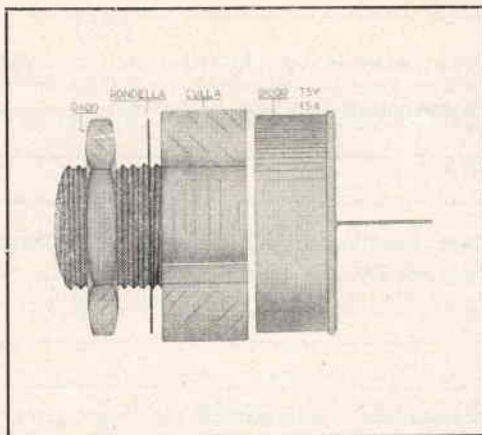
Risposta al quiz presentato a pag. 223

Nulla di straordinario: infatti sopprimendo il condensatore elettrolitico C1 il circuito da duplicatore ad onda intera si trasforma in un circuito duplicatore di tensione a semionda, fig. 2.
La tensione residua di ronzio ora è a 50 Hz in luogo dei 100 Hz; trattandosi di una tensione di polarizzazione di griglia di uno stadio in opposizione di fase ed essendo la tensione di ronzio in fase sulle due griglie, la tensione sul secondario del trasformatore d'uscita è nulla. Infine poichè la corrente richiesta è bassa non si osserva alcuna diminuzione della tensione raddrizzata.

2.

1 - Fig. 6 - Variante al rivelatore di fumo.

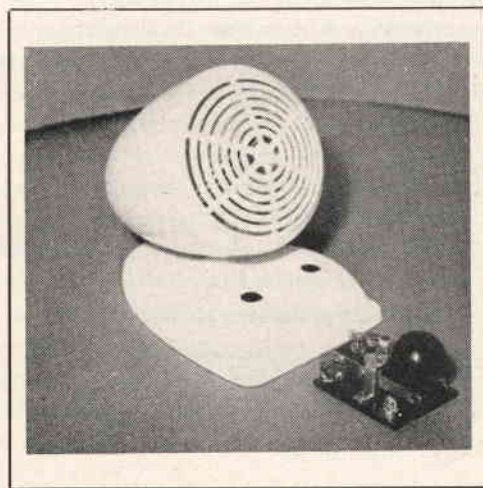
2 - ..... il duplicatore di tensione ad onda intera si trasforma in un duplicatore di tensione a semionda, togliendo C1.

offerta speciale:

Disponiamo di palloni che originariamente venivano usati dall'Aereonautica per il lancio di piccole radiosonde, sono originali U.S.A. del tipo Ballon ML161-A ed il loro diametro è di cm. 120. Attaccando al pallone l'antenna di piccoli trasmettitori portatili vengono molto migliorate le possibilità di collegamento.
Inoltre possono essere usati a scopo pubblicitario essendo di eccezionali dimensioni.
Vengono venduti negli imballi originali al
prezzo di . . . . **L. 400 cad.**
n. 10 palloni per . . . . **L. 3.500**
APPROFITTATE!!!

pacco propaganda

A sole L. 5.500 compreso imballo e porto:
n. 1 analizzatore marca TECK giapponese, nuovo - portata in ohm 1 Mohm f.s. - portata da 0,5 A - 0,1 A - 1 mA; portata in volt tensione d.c. e a.c. 10 V - 50 V - 250 V - 1000 V dimensioni mm. 95x60x30.
mt. 1 di stagno per saldature
n. 1 serie di transistor OC70-71-75
n. 5 zoccoli di 7 piedini
n. 5 zoccoli 9 piedini
n. 5 lampadine 6 V. 2,5 W.

trasmettitori a quarzo

TRASMETTITORE A QUARZO DI DIMENSIONI RIDOTTE - potenza 1 W. R.F. funzionante a transistor.
Viene fornito sulla frequenza desiderata compresa fra i 27 e 29 Mc. ed è adatto per radiocomandi e radiotelefoni con alimentazione a 9 V.
Il prezzo di vendita, completo di quarzo e tarato, mancante del solo modulatore e antenna è di . . . . **L. 9.200**

Fantini Surplus

BOLOGNA
Via Begatto, 9
Telefono 271.958 - c.c.p. 8/2289

finalmente!

FINALMENTE! NON PIÙ GROSSI E COSTOSI RADDRIZZATORI AL SELENIO
Con in nuovi diodi al silicio avrete un minimo ingombro e una massima resa. Lavoro continuo — 15 A 75 V.
Prezzo L. 1.000 cad. - dado di fissaggio... **L. 300 cad.**
n. 4 diodi per ottenere un ponte, completi di dadi di fissaggio, a sole . . . **L. 4.500**
PREZZI SPECIALI PER QUANTITATIVI.

oscillofoni a transistori

Sono ancora disponibili presso di noi gli oscillofoni a transistori di facile costruzione e che potete montare da Voi stessi e che Vi saranno estremamente utili per la perfetta conoscenza dell'alfabeto morse.
Viene da noi venduto completo di schema elettrico in elegante custodia di polistirolo completo di tasto originale professionale al prezzo di:
L. 3.800 in scatola di montaggio.
L. 4.800 pronti per l'uso montati.

Cavo coassiale tipo RG8/U adatto per VHF con minime perdite. Altamente professionale con un carico massimo di 300 W 500 Mc . . **L. 450**

Diodi raddrizzatori per impieghi professionali:
Tipo 5E2-200 VP 700 mA al silicio . . **L. 350**
Tipo 1G26-120 VP i. d. 200 mA al germanio **L. 250**

Compensatori professionali con regolazione millesimale a stantuffo, ad alta precisione sottovuoto adatti per VHF ad elevato Q. - Capacità minima 2 pF - capacità massima 12 pF.
NUOVI. Prezzo . . . . **L. 450 cad.**
N. 10 compensatori a . . . . **L. 4.000**

RICHIEDETECI IL NOSTRO NUOVO CATALOGO VALVOLE E SEMICONDUTTORI CHE VI VERRA' SPEDITO GRATUITAMENTE, IN CUI TROVERETE TUTTE LE VALVOLE DI CORRENTE USO, TRASMITTENTI, RICEVENTI, ecc.

RICEVITORE BC652A come nuovo:

Copertura in due scale da 2 a 3,5 e da 3,5 a 6 Mc. È completo di calibratore a cristallo originale inseribile mediante comando separato con possibilità di battimento ogni 20 Kc e ogni 100 Kc. Ha quattro stadi di amplificazione intermedia a 915 Kc ed è previsto un opportuno filtraggio affinchè non si abbia un ingresso diretto di tale frequenza.
Detto ricevitore è mancante di alimentazione originale a dynamotor e può essere sostituita ovviamente con alimentazione a rete luce; dispone inoltre di B.F.O. di controllo manuale di sensibilità e di controllo automatico.

Valvole usate:

n. 1 - 12SG7 amplificatrice AF
n. 1 - 12K8 convertitrice AF e oscillatore locale
n. 1 - 12SK7 1ª amplificatrice di MF
n. 1 - 12C8 2ª amplificatrice di MF
n. 1 - 12SK7 3ª amplificatrice di MF
n. 1 - 12K8 4ª amplificatrice e oscillatrice BFO
n. 1 - 12SR7 rivelatrice e amplificatrice BF
n. 1 - 6Y6 finale di BF
ed è dotato di un frequenzimetro che usa:
n. 1 - quarzo da 200 Kc.
n. 1 - 6K8 oscillatrice di riferimento
n. 1 - 6SC7 multivibratore a 20 Kc.
PREZZO DELL'APPARATO . . . . L. 25.000

FANTINI SURPLUS - BOLOGNA

VIA BEGATTO, 9 - TELEFONO 271.958 - c.c.p. 8/2289

GLI OSCILLATORI SINUSOIDALI A RADIOFREQUENZA A TRANSISTORI

II PARTE

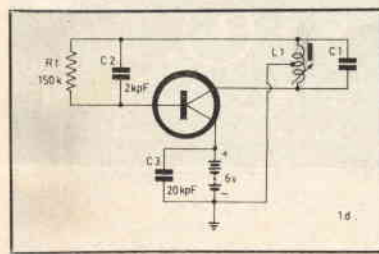
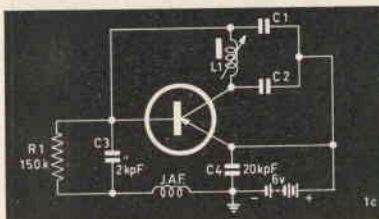
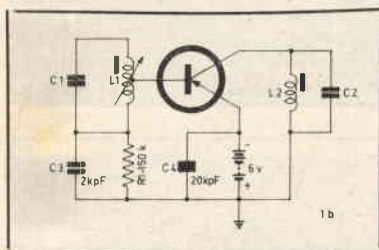
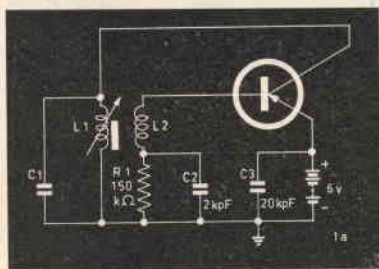



Fig. 1 a - Oscillatore a reazione Tickler.

Fig. 1 b - Oscillatore con base e collettore accordati.

Fig. 1 c - Oscillatore Colpitts.

Fig. 1 d - Oscillatore Hartley.

In linea generale, si può dire che la maggior parte degli oscillatori realizzabili con transistori è simile agli oscillatori a bassa frequenza descritti nella prima parte di questo argomento e cioè nel numero 4/1964 di Elettronica Mese.

L'attuale tecnica della produzione dei transistori lascia prevedere che tra breve si potranno realizzare transistori in grado di lavorare a frequenze superiori a quelle cui possono lavorare anche i più recenti tubi termoionici.

Nel progetto pratico è ovvio che il transistore può essere impiegato come oscillatore a frequenze più alte di quelle alle quali esso può funzionare come amplificatore. Infatti non è infrequente l'impiego di transistori a frequenze superiori alla frequenza di interdizione dell'α. (Ricordiamo che per frequenza di interdizione dell'α si intende la frequenza alla quale l'α — ossia il fattore amplificazione di corrente nella configurazione con base a massa — si riduce a 0,707 volte del valore che aveva a 1000 Hz, cioè in bassa frequenza).

Nel progetto degli oscillatori a transistori a radiofrequenza bisogna tener presente che i fattori che influiscono in modo negativo sul funzionamento degli oscillatori ad audiofrequenza hanno un effetto ancora più rilevante alle radiofrequenze.

L'amplificazione, le resistenze delle regioni di semiconduttore e le capacità interelettrodiche, variano con la temperatura e le correnti di alimentazione del transistore. Infatti questi ultimi fattori, alle frequenze audio, hanno una importanza molto minore. Tuttavia il fattore più importante, alle frequenze più alte, è l'effetto delle variazioni di capacità, inoltre risulta molto importante la stabilizzazione in corrente continua. Comunque la stabilizzazione in corrente continua è del tutto analoga a quella degli amplificatori ad audiofrequenza.

Quando si desidera la massima stabilità di frequenza di un oscillatore a radiofrequenza conviene rendere comparativamente meno importanti le capacità interelettrodiche e stabilizzare il cuircuito in corrente continua.

I circuiti fondamentali di oscillatori a radiofrequenza sono quattro:

1) oscillatore a reazione Tickler;
2) oscillatore con base e collettore accordati;
3) oscillatore Colpitts;
4) oscillatori Hartley.

I quattro circuiti, fig. 1 a, b, c, d, possono essere usati in un campo molto vasto di frequenze, purchè evidentemente vengano usati transistori e componenti idonei.

Quantunque quasi tutti i transistori possano essere impiegati come oscillatori a frequenze notevolmente superiori alla loro

frequenza d'interdizione dell'α, è ovvio che risultati migliori si conseguono adottando transistori particolarmente adatti e cioè per alta frequenza.

Come sistema di accordo si può usare indifferentemente o quello a permeabilità variabile o quello a condensatore variabile. Negli schemi è usata la configurazione con emettitore a massa, tuttavia con piccole varianti è possibile impiegare la configurazione con base a massa.

Nel circuito di fig. 1 a, la bobina L2 fornisce il segnale di reazione positivo necessario per innescare e sostenere le oscillazioni. Nella gamma delle onde medie, C1 avrà un valore di circa 47 pF ed L1 potrà essere avvolta sopra un bastoncino di ferrite. L2 sarà formata da 15 spire circa, filo di rame ∅ 0,5 mm, strettamente accoppiati ad L1. Se il circuito non dovesse oscillare è sufficiente invertire i capi di **una sola** delle due bobine.

Il circuito di fig. 1 b è una versione transistorizzata del circuito analogo a valvole con anodo e griglia accordati. Per adattare la bassa impedenza della base del transistore e cioè per non caricare troppo il circuito accordato è necessario eseguire una presa intermedia sulla bobina L1. Il circuito di fig. 1 c rappresenta una versione transistorizzata del circuito oscillante Colpitts.

I condensatori C1 e C2 hanno valori tali da adattare le impedenze d'entrata e di uscita del transistore e, nel contempo, da accordare la bobina L1 sulla frequenza desiderata.

Il circuito di fig. 1 d è analogo a quello di fig. 1 c, con la differenza che la presa intermedia è effettuata sulla induttanza, piuttosto che capacitivamente. La presa intermedia va scelta in modo da adattare le impedenze d'entrata e d'uscita del transistore e da tenere innescate le oscillazioni.

I valori delle induttanze e delle capacità dei vari circuiti dipendono dalla frequenza di lavoro e perciò non vengono forniti.

Oscillatori speciali con base a massa.

Gli oscillatori di fig. 2 a, b, c, d sono definiti con base a massa in quanto la base del transistore o risulta collegata a massa o è tenuta a potenziale alternato zero da un adeguato condensatore di bypass.

Nel circuito di fig. 2 a, oscillatore con base a massa con reazione accordata, la reazione tra emettitore e collettore è ottenuta con un circuito risonante in serie, formato da L1-C1.

Il circuito di fig. 2 b, oscillatore con base a massa con reazione capacitiva, pur essendo simile al circuito di fig. 2 a, si differenzia dal dispositivo di reazione capacitiva ottenuta mediante il condensatore C1. Sul collettore e sull'emettitore, in luogo delle impedenze a radiofrequenza, vengono impiegate due induttanze regolabili L1 e L2. In questo circuito viene impiegata inoltre una sola batteria.

I circuiti di fig. 2 c e 2 d sono sostanzialmente identici, con la differenza del sistema di alimentazione in corrente continua.

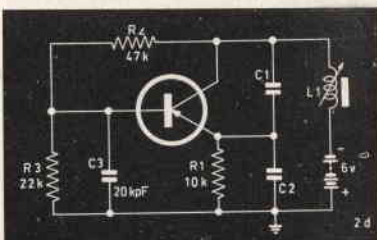
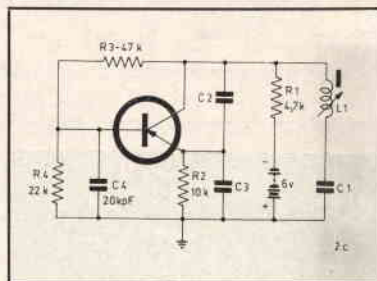
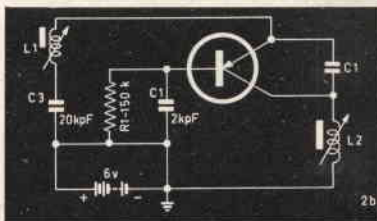
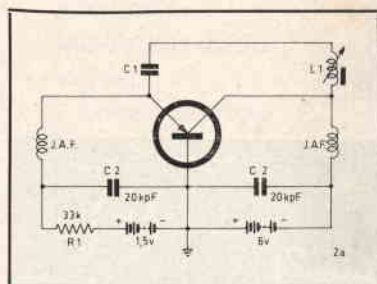



Fig. 2 a - Oscillatore con base a massa e reazione accordata.

Fig. 2 b - Oscillatore con base a massa e reazione capacitiva.

Fig. 2 c - Oscillatore con base a massa ed alimentazione in parallelo.

Fig. 2 d - Oscillatore con base a massa ed alimentazione in serie.

Entrambi i circuiti rappresentano due versioni dell'oscillatore Clapp. Nel circuito di fig. 2 c la reazione è ottenuta tramite il partitore di tensione formato da C2-C3, mentre nel circuito di fig. 2 d la reazione è ottenuta mediante il partitore di tensione C1-C2.

Entrambi i circuiti di fig. 2 c e 2 d sono stabilizzati in corrente continua, mediante la resistenza in serie all'emettitore e la resistenza di polarizzazione di base, collegata al collettore anzichè direttamente alla batteria.

Anche in questi circuiti la frequenza di lavoro dell'oscillatore dipende dal dimensionamento dell'induttanza e dei condensatori partitori di tensione.

Fig. 3 a - Oscillatore controllato a quarzo di tipo fondamentale.

Fig. 3 b - Oscillatore simile a quello di fig. 3 a, con aggiunta di uno stadio amplificatore ad accoppiamento diretto.

Fig. 3 c - Oscillatore controllato a quarzo tipo Colpitts.

Fig. 3 d - Oscillatore controllato a quarzo tipo Clapp.

Oscillatori controllati a quarzo.

Numerosi sono gli oscillatori controllati a quarzo, realizzabili con i transistori. Infatti quasi tutti gli oscillatori a quarzo impieganti tubi elettronici possono essere adattati e trasformati per l'impiego dei transistori quali elementi attivi del circuito, purchè si tengano presenti le diverse impedenze in gioco.

Il circuito di fig. 3 a è considerato il circuito fondamentale degli oscillatori controllati a quarzo e può funzionare su un campo molto ampio di frequenze, dipendenti dal quarzo, dal transistore e dalla impedenza a radiofrequenza usata (J. A. F.).

Il circuito di fig. 3 b, rappresenta una variante al circuito fondamentale di fig. 3 a, con l'aggiunta, rispetto a quest'ultimo, di uno stadio amplificatore ad accoppiamento diretto. Questo secondo oscillatore è in grado di fornire una tensione d'uscita maggiore di quella del primo circuito.

Il circuito di fig. 3 c equivale ad un oscillatore tipo Colpitts, poichè i condensatori C1 e C2 costituiscono un circuito di adattamento di impedenza fra i circuiti di collettore e di base. Desiderando far lavorare l'oscillatore con un quarzo da 100 kc/s, la bobina L1 dovrà avere un valore di circa 10 mH.

Il circuito di fig. 3 d è del tipo Clapp.

Il quarzo, Q, è posto tra collettore e massa e fra collettore ed emettitore è posto un partitore di tensione a radiofrequenza, formato da C2 e C3.

Agli effetti del segnale a radiofrequenza la base è tenuta a potenziale zero, mediante il condensatore C1. Se nel circuito di fig. 3 d si impiega una induttanza di valore molto alto, la frequenza di oscillazione può sfuggire al controllo del quarzo, cioè il circuito può autooscillare. Se invece l'induttanza è di valore eccessivamente basso, il circuito può non entrare in oscillazione.

Nei due circuiti di fig. 3 c e 3 d è attuata la stabilizzazione in corrente continua.

DISPOSITIVO PER IL CONTROLLO DELL'UMIDITA', DELL'ISOLAMENTO E DEL LIVELLO DEI LIQUIDI

per gentile concessione della S.G.S. - (Agrate-Milano).

INTRODUZIONE

Un dispositivo sensibile alla resistenza tra due elettrodi ha una infinità di applicazioni, per esempio, per il controllo del livello dei liquidi, per la misura dell'isolamento di un materiale o infine come igrometro.

Sebbene si possano impiegare altri metodi, l'impiego di un amplificatore in corrente continua ad alto guadagno con transistori a basse perdite è davvero interessante.

Con riferimento all'applicazione del dispositivo per il controllo del livello di un liquido, il circuito deve eccitare un relay quando la resistenza tra i due elettrodi di controllo scende dal valore di isolamento al valore della conduzione nel liquido.

Poichè la corrente d'ingresso può essere inferiore a 1 μA è particolarmente importante che il transistore d'ingresso abbia una I_{CBO} molto più bassa di questa corrente anche a temperature elevate.

Per questa applicazione è stato studiato un circuito sensibile ad una resistenza d'ingresso superiore a 20 MΩ. Accontentandosi di una stabilità più ridotta la sensibilità può superare 40 MΩ!

Descrizione del circuito.

In figura 1 è mostrata la disposizione circuitale dell'amplificatore di corrente ad accoppiamento diretto del relay R_L e della resistenza dell'elettrodo R_X.

Assumendo trascurabile la resistenza d'ingresso, rispetto ad R_X, tra la corrente d'ingresso e quella d'uscita esiste la seguente relazione:

$$I_o = AI_i \qquad \text{con} \qquad I_i = \frac{V_B - R_L\,(I_g + I_i)}{R_X}$$

dove A è il guadagno in corrente dell'amplificatore.
La relazione precedente porta alla seguente espressione:

$$I_o = \left|\frac{V_B}{R_X}\right| \cdot \left|\frac{A}{1 + \frac{R_L}{R_X}\,(1 + A)}\right|$$

Ora, se A è molto maggiore dell'unità

$$I_o = \left|\frac{V_B}{R_X}\right| \left|\frac{A}{1 + \frac{R_L}{R_X}\,A}\right| \qquad (1)$$

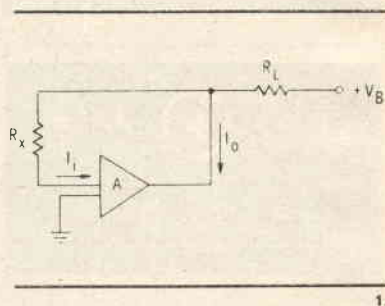
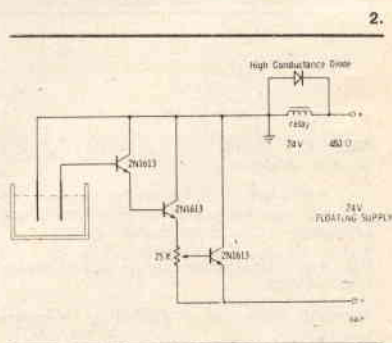
che è la relazione tipica di un amplicatore a reazione.
Il rapporto di reazione è dato dalla:

$$F = 1 + \frac{R_L}{R_X}\,A = \frac{V_B}{V_B - V_S} \qquad (2)$$

dove V_S è uguale alla tensione di inizio di eccitazione del relay.

1.

2.

La relazione 1) può essere usata per calcolare il guadagno dell'amplificatore in determinate condizioni.

Se assumiamo, per esempio, che il relay debba eccitarsi quando R_X è uguale a 2 mΩ e che la resistenza del relay e la relativa corrente di eccitazione siano rispettivamente $R_L = 480\ \Omega$ e $I_S = 25$ mA e ponendo $I_s = I_o$ e assumendo $V_B = 24$ volts:

$$A = \frac{I_S\ R_X}{V_B - I_S \cdot R_L} = \frac{(25 \cdot 10^{-3})\ (2 \cdot 10^{6})}{24 - 480 \cdot 25 \cdot 10^{-3}} = 4170$$

In fig. 2 e fig. 3 sono due amplificatori che soddisfano alla condizioni imposte.

Il guadagno dell'amplificatore è approssimativamente uguale al prodotto totale dei guadagni in corrente dei transistori. Il guadagno in corrente a diversi livelli di corrente è importante specialmente nel transistore d'ingresso dove la corrente di base può essere inferiore a 1 µA.

Nel circuito di fig. 2, usando tre transistori 2N1613, il guadagno del primo stadio è piuttosto basso, in modo che si rendono necessari tre stadii.

3.

Comunque, vedasi fig. 3, se si usa un transistore 2N2484, il quale ha un guadagno di 200 con 500 µA di I_C, seguito da un transistore 2N1711 (una versione ad alto guadagno del familiare 2N1613) si ottiene un guadagno totale quasi uguale a quello conseguito con 3 transistori 2N1613.

Si deve dare la massima importanza all'effetto della corrente di fuga I_{CBO}, del primo transistore. Per ottenere un effetto trascurabile è essenziale che la I_{CBO} sia piccola quando raffrontata alla corrente di soglia d'ingresso.

Nell'esempio considerato, con un valore di R_X uguale a 2 MΩ la corrente di soglia è data dalla:

$$I_i = \frac{I_S}{A} = \frac{25}{4,17}\ 10^{-6} = 6\ \mu A.$$

Il valore della I_{CBO} dei transistori planari al silicio proposti è estremamente basso, per cui sono perfettamente atti allo scopo.

Come rilevasi dalla tabella riportata, i valori massimi della I_{CBO} sono circa 10 volte più grandi dei valori tipici; a 50 °C. I_{CBO} max = 0,02 µA dà il rapporto:

$$\frac{I_i}{I_{CBO}\ max} = \frac{6}{0,02} = 300.$$

Il valore più basso della I_{CBO} fornisce una sensibilità massima molto alta.

Semplicemente sulla base di considerazioni sul guadagno, la massima resistenza d'ingresso può essere calcolata con la formula 1).

Se ora consideriamo un guadagno minimo totale di 40.000, per il circuito di fig. 2, abbiamo:

$$R_X = \frac{A\ (V_B - R_L\ I_S)}{I_S} = \frac{(4 \times 10^{4})\ (24 - 480 \times 25 \times 10^{-3})}{25 \times 10^{-3}} \approx 20\ M\Omega$$

1 - Fig. 1 - Amplificatore ad accoppiamento diretto.

2-3 - Fig. 2-3 - Circuiti sensibili alle variazioni di resistenza.

la corrente d'ingresso, per R_X = 20 MΩ, è: (1)

Nel caso del circuito di fig. 3, il guadagno minimo è 20.000 il che da: $R_X \approx$ 10,0 MΩ, I_i = 1,25 μA e I_i/I_{CBO} max a 50 °C = 60.

Il funzionamento del circuito può essere descritto come segue: quando gli elettrodi sono isolati i transistori non conducono e il relay rimane diseccitato (trascurando le correnti di fuga). Quando la resistenza tra i due elettrodi scende ad un determinato valore, la corrente d'uscita eccita il relay. Il valore della resistenza dell'elettrodo per il quale il relay si eccita può essere aggiustato mediante il potenziometro lineare da 25.000 Ω. Va notato che questo potenziometro ha il compito di alzare la resistenza d'ingresso dell'amplificatore e così le relazioni 1) e 2) sono valide solo per la massima sensibilità.

Il diodo in parallelo all'avvolgimento del relay taglia l'extracorrente di apertura, proteggendo i transistori.

Una interessante caratteristica del circuito è che se si cortocircuitano accidentalmente gli elettrodi, l'intera alimentazione si trova applicata al relay, limitando la corrente nei transistori.

Un'altra importantissima caratteristica è che nella condizione di riposo il circuito assorbe solo la corrente di fuga.

La dissipazione massima di collettore per l'ultimo transistore è: (2)

e la dissipazione del 2N1613 a 50 °C in aria libera è 685 mW.

La resistenza variabile in serie all'emettitore del secondo transistore aggiunge una ulteriore reazione a quella introdotta dalla relazione 2). Perciò questa relazione è valida solo al guadagno massimo.

In questa condizione: $$F = \frac{V_B}{V_B - V_S} = \frac{24}{24 - 12} = 2 \text{ (o 6 db)}.$$

Per aumentare la stabilità si può aumentare il valore di R_S, ma è necessario aumentare la tensione di alimentazione, V_B, in modo da supplire la riduzione di sensibilità, come si osserva dalla relazione 1).

D'altro canto, nei casi ove non è richiesto il funzionamento per un predeterminato valore di R_X e le variazioni del guadagno A non hanno importanza, la reazione può essere scartata.

Ciò si può realizzare collegando la massa all'altro capo del relay; cioè direttamente al terminale positivo dell'alimentatore. La sensibilità del circuito sarà ora 40 MΩ invece di 20 MΩ. Va osservato che in questo caso, si perde l'autoprotezione del circuito ed è perciò consigliabile usare in serie alla base del primo transistore, una resistenza di limitazione da 10 KΩ, 1/2 W.

CONCLUSIONE.

È stato descritto un progetto semplificato, ma i risultati sperimentali mostrano l'ottima attendibilità delle formule. Il circuito possiede un alto grado di fiducia per temperature ambienti sino a 50 °C.

$$I_i = \frac{I_S}{A} = \frac{25}{40} \approx 0{,}6\ \mu A.$$

ed a 50 °C:

$$\frac{I_{CBO}\ \text{max}}{I_i} = \frac{0{,}02}{0{,}6} = 30$$

valore che è ancora soddisfacente.

(1)

$$\frac{V_B^2}{4\ R_L} = 300\ \text{mW}$$

(2)

2N1613 - 2N2484
Valori tipici della I_{CBO}, in μA, per V_{CB} = 20 V.

T (°C)	I_{CBO} μA
25	0,0003
50	0,002
100	0,03

RICEVITORE PER RADIOCOMANDO

(ELABORATO DALLA LETTERATURA PHILIPS)

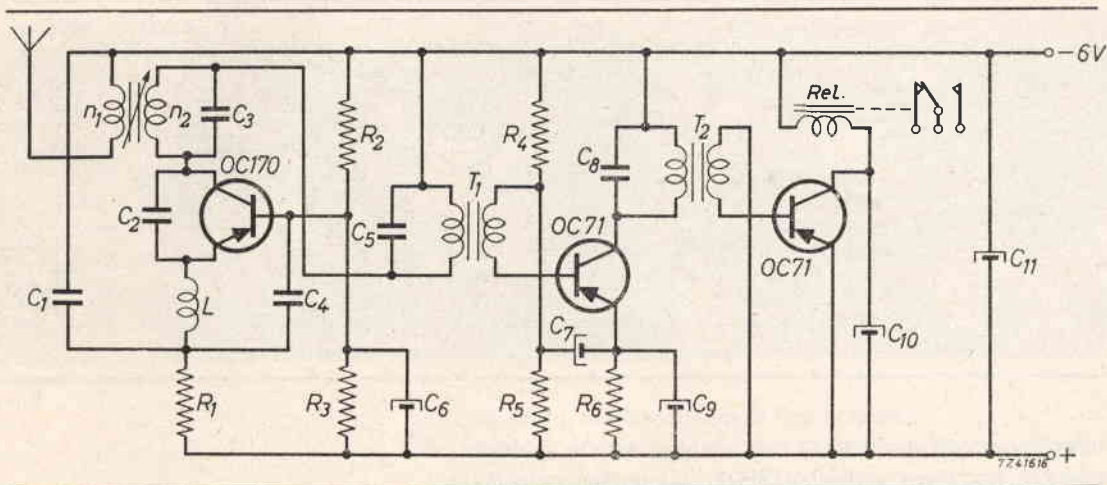
Il ricevitore per radiocomando che presentiamo all'attenzione dei lettori è largamente insensibile alle variazioni della temperatura e della tensione di alimentazione ed anche a segnali robusti, vale a dire quando il ricevitore deve operare nelle vicinanze dell'aereo trasmittente.

Il complesso comprende uno stadio rivelatore a superreazione equipaggiato con transistore OC170, uno stadio amplificatore di bassa frequenza ed uno stadio raddrizzatore ed amplificatore di corrente continua, questi ultimi due equipaggiati con transistori OC71.

1.

1 - Ricevitore per radiocomando.

Note al circuito

	C3 - 22 pF
R1 - 2200 Ω	C4 - 1000 pF
R2 - 47 KΩ	C5 - 20.000 pF
R3 - 3900 Ω	C6 - 10 µF
R4 - 15 KΩ	C7 - 10 µF
R5 - 3300 Ω	C8 - 20.000 pF
R6 - 1 KΩ	C8 - 10 µF
C1 - 1000 pF	C-10 - da 35 a 50 µF 12 V
C2 - 6,8 pF	C11 - 10 µF 12 V

I trasformatori di bassa frequenza, T1 e T2, sono sintonizzati a circa 500 Hz, tramite i condensatori ceramici C5 e C8 da 20.000 pF cadauno (questo valore può essere ottenuto con due condensatori da 10.000 pF in parallelo).

Un segnale modulato al 90% a 500 Hz di circa 5 µV è sufficiente per far eccitare il relay. La caduta di tensione attraverso l'ultimo transistore è circa 0,5 V, per cui il relay dovrà avere una resistenza di circa 300÷500 Ω ed eccitarsi con correnti dell'ordine di 11÷18 mA.

Il ricevitore, se realizzato con componenti miniatura, avrà dimensioni assai ridotte, per cui è ideale ove lo spazio ed il peso sono fattori determinanti.

T1 e T2 sono due trasformatori intertransistoriali tipo T71.

L= impedenza per alta frequenza da 200 µH (G.B.C. 0/498-1).

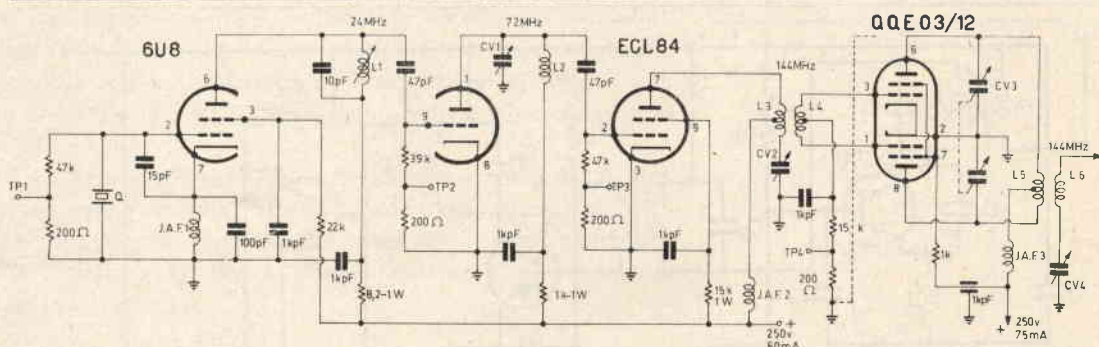
n 1 = due spire di filo di rame da 0,8 mm avvolte sul lato freddo di n 2.

n2 = 12 spire, filo ∅ 0,3 mm, su supporto di 8 mm con nucleo.

C3 = condensatore da 22 pF, preferibilmente variabile.

TRASMETTITORE CONTROLLATO A QUARZO, DA 12 W, PER I DUE METRI

Molti Lettori, che hanno sperimentato a lungo e con notevole successo il superclassico rice-trasmettitore « autoeccitato », desiderano rientrare nella legalità abbandonando il glorioso superreattivo-autoeccitato per il più moderno e razionale complesso rice-trasmittente per i due metri composto da un ricevitore ad una o più conversioni e da un trasmettitore pilotato a quarzo. Il problema del ricevitore può essere risolto adottando, nella peggiore delle soluzioni, il solito superrigeneratore preceduto da uno stadio a radiofrequenza in modo da evitare l'irradiamento diretto dei disturbi causati dal rivelatore. Per

1.

il trasmettitore, quantunque non sia impossibile costruire un pilota a frequenza variabile (VFO) con ottima stabilità, conviene pur sempre ricorrere all'oscillatore controllato a quarzo facendolo seguire da uno o più stadii di moltiplicazione di frequenza, prima dello stadio finale.

Questa è la soluzione che proponiamo ai Lettori anche considerando che tutto sommato un circuito più complesso ed una stabilizzatrice di tensione costano quanto, se non più, di un quarzo, e che data l'attuale adozione di ricevitori a multiconversione il problema della stabilità dell'oscillatore pilota è di capitale importanza.

Il trasmettitore suggerito si presta in modo egregio alla successiva modifica per i 432 MHz, mediante l'impiego di un diodo varactor di potenza, quale triplicatore di frequenza.

Con riferimento allo schema elettrico di fig. 1, il trasmettitore si compone di uno stadio oscillatore controllato a quarzo (pentodo della valvola 6U8) con quarzo tipo « overtone » per 24 MHz, oppure quarzo in fondamentale tipo FT243 (frequenza compresa tra 8000 e 8111 kc/s), il circuito di placca del pentodo è accordato attorno ai 24 MHz; segue un triodo triplicatore di frequenza (1/2 6U8) accordato attorno ai 72 MHz;

1 - Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore per i due metri.

NOTE AL CIRCUITO.

L1 - 13 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm, avvolgimento stretto su supporto di 10 mm di diametro con nucleo.
L2 - 4 spire di filo di rame smaltato da 1 mm, avvolte in aria su diametro 12 mm, lunghezza avvolgimento 20 mm.
L3 - 4 spire di filo di rame smaltato o argentato da 1,5 mm; diametro avvolgimento 12 mm; lunghezza avvolgimento 15 mm.

quindi un pentodo di potenza, tipo EL84, duplicatore di frequenza a 144 MHz ed infine uno stadio amplificatore finale di potenza accordato a 144 MHz. Lo stadio finale è equipaggiato con un doppio tetrodo di potenza contenuto in uno stesso bulbo, tipo QQEO3/12, particolarmente studiato per la gamma VHF sino a 200 MHz. La massima potenza d'uscita a 144 MHz nelle condizioni di cui alla fig. 1, è circa 12 W.

La parte più delicata dell'intero trasmettitore è senza dubbio lo stadio finale.

La bobina L4 deve essere infilata a pettine tra le spire centrali di L3; i collegamenti vanno tenuti assai brevi. Sullo zoccolo della QQEO3/12 in corrispondenza dei piedini 4 e 5 ed il piedino libero della chiavetta, va montato uno schermo metallico in modo da schermare l'ingresso (griglie) rispetto all'uscita (placche).

CV3 è un variablie a farfalla provvisto di 4 reofori, a due a due

2.

collegati in corrispondenza di una sezione.

Orientare lo zoccolo della QQEO3/12 in modo che i reofori di CV3 (uno per ogni sezione) si possano saldare direttamente alle placche della valvola (piedini 6 e 8) senza alcun collegamento. Agli alti due reofori si salderà la bobina L5. Spaziare al centro le spire di L5 in modo da introdurvi le spire del link (L6). È cosa essenziale ripetiamo che i collegamenti relativi a questo stadio risultino quanto mai brevi e simmetrici, trattandosi di uno stadio in controfase. Si osservi che le griglie schermo dei due tetrodi sono connesse internamente in parallelo e fanno capo al piedino 7; il costruttore della valvola QQEO3/12 consiglia di non collegare tra il citato piedino 7 e la massa alcun condensatore di bypass.

Saldare direttamente al telaio i piedini 4, 5 e 2; la tensione di filamento va applicata tra il piedino 9 e la massa; inoltre il piedino 9 va bypassato con un condensatore ceramico da 1KpF. Evitare di far passare alcun filo nelle vicinanze dello stadio finale ed impiegare, quando necessario, condensatori passanti (tipo feed-through), riportando i collegamenti sopra il telaio, piuttosto che sotto.

Si raccomanda di impiegare materiale di ottima qualità onde non avere perdite eccessive.

L4 - 3 spire di filo di rame smaltato da 1 mm uguale L3.
L5 - 4 spire di filo di rame smaltato meglio argentato da 2 mm; diametro avvolgimento 15 mm; lunghezza avvolgimento 20 mm; spaziatura e presa al centro.
L6 - 2 spire tra le spire centrali di L5 ed uguali ad L5.
J.A.F.1 - 3 mH (G.B.C. 0/498-2).
J.A.F.2. = J.A.F.3 - 30 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm, avvolgimento stretto su resistenza ad impasto da 1 MΩ, 1 W.

2 - Vista della disposizione di L3-L4 e L5-L6.

Il telaio e preferibile venga sagomato con foglio di ottone di almeno 1 mm. di spessore ciò per consentire di saldare direttamente al telaio i vari ritorni a massa.

Taratura.

Ultimato l'assemblaggio dei componenti si consiglia di preallineare i vari stadi con l'aiuto di un gid dip meter anche non molto preciso. L'operazione si esegue ricercando la risonanza delle varie bobine, senza alimentare il trasmettitore. Se necessario, aiutandosi con adatto giraviti di plastica, allontanare oppure avvicinare tra loro le spire delle bobine fino all'esatta risonanza.

Nello schema elettrico i punti, indicati sui partitori resistivi di griglia dei vari stadii, sono test-points e servono per misurare la tensione e corrente parziale negativo degli stadii per una perfetta messa a punto.

Inizieremo la taratura fine, fornendo l'alimentazione di filamento (6, 3 Volts, 2 Ampére) e l'alimentazione anodica degli stadii che precedono quello finale (250 Volts, 60 mA circa). Collegheremo quindi il polo positivo di un milliamperometro da 5 mA fondo scala al telaio ed il polo negativo al test point TP1. Ruoteremo il nucleo di L1 per la massima lettura, quindi sposteremo il puntale negativo su TP2 e cercheremo di ottenere la massima lettura sempre ruotando lentamente il nucleo di L1; in queste condizioni si sfilerà il quarzo dallo zoccolo: la corrente di griglia deve essere nulla, diversamente lo stadio autooscilla.

Infileremo il quarzo e porteremo il puntale negativo su TP3, cercando di ottenere la massima corrente manovrando CV1; rifaremo la prova di autooscillazione sfilando il quarzo. Ora con il puntale negativo su TP4 ed agendo su CV2 porteremo la corrente di eccitazione dello stadio finale al massimo. Poiché lo stadio finale funziona in push-pull è necessario che tensioni negative di griglia siano esattamente eguali. Allo scopo salderemo al puntale negativo del tester una resistenza di circa 5KΩ recidendo i fili eccedenti e porteremo il tester nella funzione di voltmetro in corrente continua (50 Volts fondo scala). L'operazione, alquanto delicata e laboriosa, consiste nell'ottenere tra i piedini N° 1 e 3 e la massa della QQO3/12 una tensione negativa perfettamente uguale sui due elettrodi di valore approssimativo 33 Volts, modificando con adatto giraviti di fibra la posizione e la distanza tra le spire di L3 e L4; si osserva peraltro che quando si agisce su L4 si modifica la sintonia di L3-CV2 per cui è necessario tenere sempre corretta la sintonia di L3-CV2.

L'operazione ripetiamo è laboriosa, ma non mai impossibile. Le spire di L4 dovranno trovarsi quasi completamente inserite tra le spire centrali di L3.

Passeremo quindi alla messa a punto dello stadio finale.

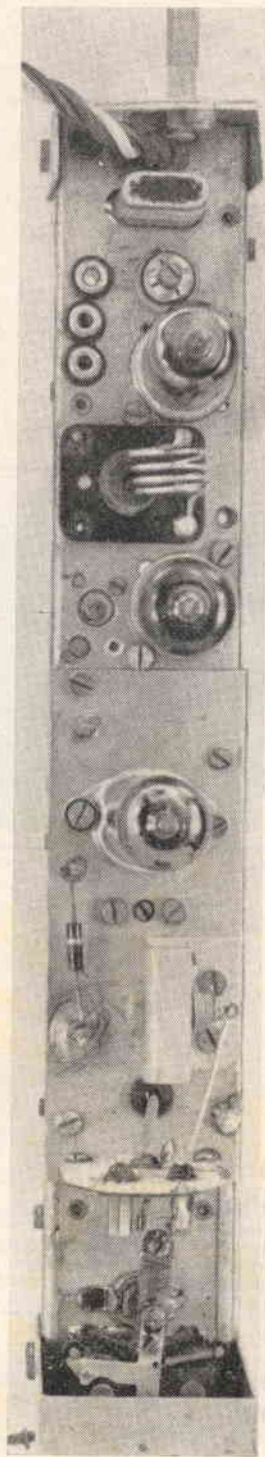
Collegheremo l'alimentazione allo stadio finale (250 Volts 70 mA max.), disponendo, in serie, uno strumento da 100 mA fondo scala. Per le operazioni preliminari sarebbe opportuno che la tensione di alimentazione non eccedesse 200 Volts.

1 - Aspetto del trasmettitore.

TABELLA DELLE TENSIONI E CORRENTI

Valvola	Tensione anodica	Tensione di schermo	Corrente totale
6U8 (triodo)	230 V	—	12 mA
6U8 (pent.)	210 V	140 V	9 mA
EL84	250 V	200 V	34 mA
QQEO3/12	250 V	200 V	72 mA

Osservando la corrente letta dallo strumento, ruoteremo CV3, il condensatore a farfalla, sino ad ottenere un dip molto pronunciato (circa 25 mA assorbiti dallo stadio finale).
Collegheremo quindi al bocchettone coassiale d'uscita un opportuno carico (antenna, lampadina da 6 V 10 W, resistenza antinduttiva da 10 W di valori uguali alla impendenza dell'antenna o del cavo, ecc.). Il dip visto in precedenza dovrà ora essere meno pronunciato, ma sempre presente. La corrente di griglia del push-pull, quando è presente la tensione anodica, scende, ma non deve mai essere inferiore a 2,5 mA consigliati dal costruttore della valvola.
Il condensatore CV4 ha lo scopo di variare l'accoppiamento tra lo stadio finale ed il link di prelievo della radiofrequenza e va regolato in modo che il dip risulti meno pronunciato.
Questi a grandi linee i criteri per la taratura, tuttavia si ricorda che la migliore taratura si ottiene con un misuratore di campo, lontano dal trasmettitore e con adatta antenna collegata all'uscita del trasmettitore.
Con 250 volts di placca e griglia schermo la corrente assorbita è circa 72 mA, cioè la potenza input è 18 W e la potenza output è circa 12 W con rendimento uguale al 65%.
In questo stesso numero è descritto un ottimo e modernissimo modulatore perfettamente adatto alla valvola QQEO3/12, cioè con impedenza secondaria 5000 Ω.

2.500.000.000.000 W! IL PIÙ GRANDE RADAR - TELESCOPIO DEL MONDO

Ad ARECIBO, una località dell'isola di Portorico (Puerto Rico, la più piccola e più orientale delle isole delle Grandi Antille, è sita tra 17°30' e 18°30' di latidudine Nord e 65° 30' e 67° 15' di longitudine Ovest), gli americani hanno costruito il più grande e più potente radar-telescopio del mondo.
Arecibo fu scelta in base a diverse considerazioni:

1) si trova a circa 20° dall'equatore, il che facilita l'osservazione del sole e dei pianeti;

2) la località presenta un livello tipico di rumore molto basso;

3) esisteva già un pozzo naturale di dimensioni notevoli che ha facilitato la costruzione;

4) è facilmente accessibile dal continente americano.
Il progetto del gigantesco radar è stato lungo e laborioso. Infatti le colossali dimensioni hanno imposto soluzioni radicalmente diverse dal comune radar con riflettore parabolico e fuoco fisso.
Per avere un'idea, questi alcuni dati:

superficie del riflettore: 72.820 m^2;
diametro del riflettore: 304,2 m;
altezza dell'elemento radiante, rispetto alla superficie del riflettore: 152,4 m;
guadagno del sistema: 60 db;
potenza di picco del trasmettitore radar: 2.500.000 W;
potenza effettiva irradiata: 2.500.000.000.000 W;
larghezza del fascio trasmesso: 0,6°.
Evidentemente non era neppure pensabile di rendere mobile il riflettore, per cui si dovè scartare il classico riflettore a forma di parabola, in quanto se il riflettore parabolico non si muove, riceve segnali provenienti da un solo punto, rendendo inutilizzabile l'antenna.
Il riflettore dell'antenna di Arecibo è fisso ed ha sezione sferica, mentre invece il fuoco è rappresentato da una linea mobile (cioè fuoco mobile). Per comprendere il principio del fuoco mobile su una linea basta ricordare (e i Lettori freschi freschi degli studii liceali ricorderanno senz'altro) che la sfera ha la proprietà di focalizzare raggi paralleli su punti lungo un raggio (della sfera) nella direzione dei raggi, sino ad una distanza di metà raggio dalla superficie.
Il riflettore è quindi fisso e costruito sulle pareti del pozzo naturale di Arecibo.
La frequenza di lavoro attuale è limitata a 430 MHz, con stabilità di frequenza di due parti e mezzo su un miliardo.
L'elemento radiante, posto a metà raggio della sfera (diametro sfera 522 m) è sospeso sopra tra due torri d'acciaio poste ai lati opposti della superficie riflettente. L'alimentazione dell'elemento radiante avviene tramite una guida d'onda lunga 390 metri, con una perdita di 1,8 db.
Il trasmettitore, sito a lato di una delle due torri, ha una potenza di uscita di 2,5 megawatt!
Il radar-telescopio è stato realizzato per studiare la ionosfera, le particelle ionizzate che circondano la terra le quali hanno una importanza fondamentale nelle comunicazioni radio, per il tracking dei missili e dei satelliti, per lo studio del sistema solare ed altri corpi celesti.

OFF LIMITS

L'angolo del principiante.

L'INIETTORE DI SEGNALI PER LA RICERCA DEI GUASTI

Il teleradioriparatore, per la ricerca dei guasti, di solito usa un normale generatore che fornisce segnali ad audio e radiofrequenza da applicare con razionale successione ai vari stadi dell'apparato in esame, iniziando dallo stadio d'uscita e risalendo, a mano a mano, verso lo stadio d'entrata.

Il segnale da impiegare, a radio o audiofrequenza, va scelto in relazione al tipo di apparato da riparare e con lo stadio da controllare. Nel caso di un radioricevitore è necessario cambiare varie volte il tipo di segnale da applicare ad esso, in dipendenza della funzione dello stadio stesso; es.: ad audiofrequenza per il controllo degli stadi a bassa frequenza, a frequenza intermedia modulato, per gli stadi a media frequenza e rivelatori, a radiofrequenza modulato per il convertitore e l'eventuale stadio amplificatore a riadiofrequenza.

Spesso capita che per commutare e variare le diverse frequenze del generatore occorre un tempo assai maggiore di quello necessario per eseguire il controllo vero e proprio del ricevitore. Per questa ragione il radioriparatore a volte preferisce ricorrere al metodo dell'**iniezione del segnale** o **sostituzione del segnale** con il quale viene sensibilmente semplificata la ricerca sistematica dei guasti.

L'iniettore di segnali permette di applicare all'apparato un segnale di controllo senza dovere cambiare le uscite del generatore e la frequenza e senza l'ausilio di altri strumenti.

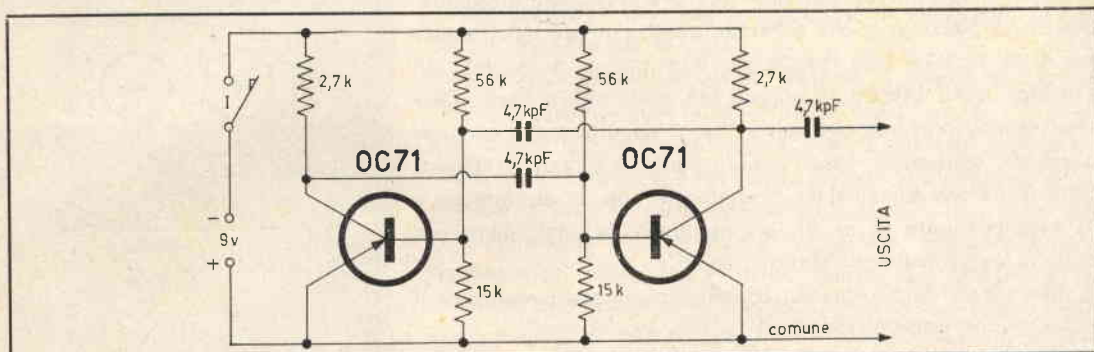
«Ma che cos'è un iniettore di segnali?», Si chiederà il lettore. L'iniettore di segnali è un generatore di segnali di forma assai complessa, che sostanzialmente è ad audiofrequenza, ma che contiene in realtà una quantità tale di armoniche da fornire componenti del segnale ancora molto intense nella gamma delle onde medie, corte, cortissime e persino ultracorte. Perciò questo segnale può essere iniettato in qualsiasi punto di un ricevitore o amplificatore o altro.

L'uso di un simile « strumento » è assai intuitivo. Infatti per usare l'iniettore di segnali nella riparazione di un apparato completamente inefficiente oppure avente sensibilità molto scarsa, si comincerà con l'iniettare il segnale nello stadio di uscita (es.: griglia della valvola o base del transistore), per risalire gradualmente verso lo stadio d'entrata. Man mano che si procede in questo senso si dovrà riscontrare un progressivo aumento del livello del segnale d'uscita. Se, durante que-

sto controllo, si riscontra che applicando il segnale all'entrata e poi all'uscita di un singolo stadio, invece di avere un aumento del segnale di uscita si ha una diminuzione, significa che lo stadio in esame è difettoso.

Una volta individuato lo stadio incriminato è facile individuare il componente diffettoso misurando le varie tensioni con un normale tester.

IL CIRCUITO

Il circuito elettrico dell'iniettore di segnale è riportato in fig. 1. In sostanza si tratta di un multivibratore libero equipaggiato

con due transistori tipo OC71. La configurazione è ad emettitore comune. L'interruttore « I » serve ad escludere l'alimentazione e può essere costituito da un interruttore unipolare a levetta oppure a slitta, oppure da un pulsante in modo da accendere l'iniettore solo quando il pulsante viene pigiato, ciò evita di lasciare involontariamente acceso l'iniettore, ma tiene impegnata una mano.

L'iniettore può essere montato sopra una basetta di bakelite oppure sopra una piccola tavoletta stampata. Il contenitore può essere indifferentemente di plastica, di legno o di metallo. Le dimensioni non sono affatto critiche, tuttavia, affinchè il contenuto di armoniche sia molto ricco, è bene che i collegamenti siano assai brevi.

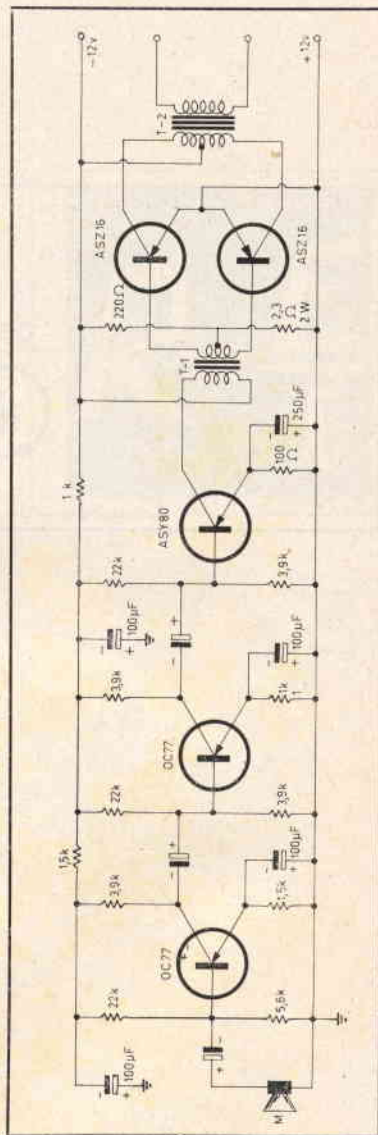
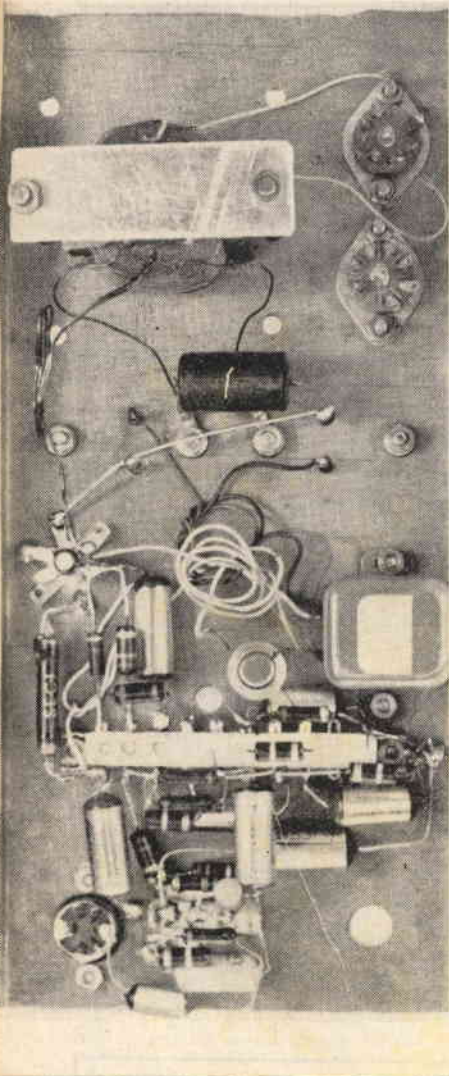
Il filo comune dell'iniettore può essere formato da un filo flessibile di rame ricoperto di plastica corredato di clip tipo coccodrillo in modo da collegarlo facilmente al telaio dell'apparato da controllare. L'uscita invece può essere formata da uno spezzone di filo di rame nudo lungo circa 10 cm solidale al telaio e isolato rispetto a quest'ultimo se trattasi di contenitore metallico.

Il condensatore d'uscita da 4,7 KpF deve essere di buona qualità ed avere un ottimo isolamento in modo da poter usare l'iniettore anche con apparati a valvole ove sono in gioco tensioni piuttosto alte. Tutti gli altri componenti possono essere del tipo miniatura. Tutte le resistenze sono da 1/2 W, mentre i condensatori andranno scelti tra quelli ceramici.

1 - Fig. 1 - Circuito elettrico dell'iniettore di segnali. Tutte le resistenze s'intendono da 1/2 W.

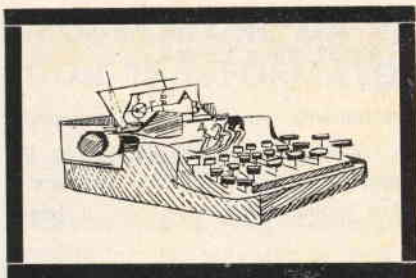
MODULATORE DA 25 W CON TRASFORMATORE IN FERRITE

di GIAMPAOLO FORTUZZI

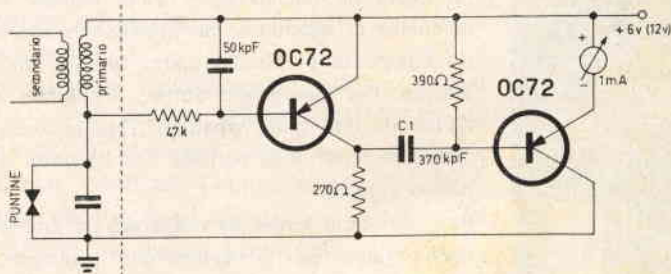
Procediamo sulla via dell'ammodernamento delle nostre apparecchiature; nel mio articolo precedente, quello relativo al converter DC-DC, praticamente ho sostituito all'antico, primordiale vibratore, due transistori. Allora alimentammo il nostro trasmettitore, ora provvederemo alla necessaria modulazione.
Questo modulatore può modulare al 100% stadi finali a radiofrequenza, di placca e griglia schermo, aventi potenze input massime di 35 W; cioè sarà l'ideale per trasmettitori, a esempio sui 144 Mc, aventi QQEO3/12 oppure 832, nello stadio finale. Questo assieme presenta notevoli vantaggi rispetto quelli analoghi a valvole, consumano assai meno a parità di output, e infine il fatto di essere alimentabile direttamente con un elettrogeno a 12 volt, costituito da un piccolo motore e da una dinamo per auto. È cioè l'ideale per stazioni mobili.
E, con criteri dettati da queste esigenze, è stato realizzato il progetto che presentiamo.
Quali criteri? Avete mai fatto contests mobili, in cima a monti di 2000 e più metri, con il sole che spacca i sassi, o il gelo che blocca le antenne? Un vantaggio delle apparecchiature a valvole era questo: non risentivano « praticamente » della temperatura ambiente; i transistori invece da questo lato sono svantaggiati, ne risentono, ma questo incoveniente è abbastanza facilmente ovviabile.
Si può stabilizzare il punto di lavoro dei transistori con opportuni rapporti tra le resistenze di polarizzazione, e dotarli di ampi raffreddatori tali che possano smaltire il calore anche con temperature ambiente elevate. Per questo, il nostro modulatore è stato realizzato con coefficienti di stabilità tali da soddisfare le richieste più esigenti.
E ora passiamo allo schema. Sul finale troviamo, c'era da aspettarselo, un push-pull di ASZ16; a chi si chiede il perché della scelta fra i quasi uguali, ASZ17 e 18, rispondo subito: perché hanno il guadagno in corrente più elevato. E questo fatto si può notare guardando lo stadio pilota: un solo, modesto, ASY80, che pilota i due finali fino a 25 watt. Non c'è bisogno di dilungarsi sul guadagno elevato dello stadio finale; nel primo prototipo, (quello delle foto), i due ASZ16 sono montati direttamente sul telaio di ottone. Così facendo però il raffreddamento, a una temperatura ambiente maggiore di 30 °C è scarso, e sarà bene montare i due finali su un radiatore alettato, tipo Philips D40, lungo 10 cm., di prezzo accessibile a tutti.
Anche l'ASY80 è raffreddato, o con un'aletta, o come ho fatto io con un radiatore cilindrico della Vemaline, nettamente superiore alle usuali piccole alette. I due OC77 precedenti non ri-

1.

chiedono raffreddamento; il primo assorbe circa 0,8 mA, e il secondo, quello che pilota l'ASY80, circa 1,5 mA.
filo di rame smaltato da 1 mm.
Originariamente entravo direttamente sulla base del secondo OC77 con un microfono a carbone; il fruscio di questo mi teneva lo stadio finale sempre in funzione, facendo scaldare i transistori e producendo una modulazione « velata » a bassi livelli.
Ho così ripiegato sul microfono dinamico, silenzioso, montando un preamplificatore, in quanto i dinamici hanno uscite piuttosto basse.
Questo stadio preamplificatore ha un guadagno molto elevato, si può parlare a voce molto bassa, senza affaticarsi, e avere così la massima uscita.
Data la forte amplificazione del sistema, il microfono deve essere schermato, e così tutto il relativo cavo.
Due parole sui trasformatori; il pilota è uno per push-pull di OC30, della Photovox. È un trasformatore ben dimensionato, e nel nostro caso funziona egregiamente.
Il trasformatore d'uscita invece me lo sono calcolato e fatto; ho usato un nucleo ad **E** della Philips, tipo M42-3E, fornito completo di rocchetto. Su questo avvolgeremo prima il primario composto di 80÷80 spire, filo 0,6 mm, smaltato, a spire serrate. Poi uno strato sottile d'isolante, e infine 2700 spire di filo da 0,15 mm., smaltato. Questo secondario va bene per modulare stadi della potenza che ho detto all'inizio dell'articolo, cioè a valvola.
Se a qualcuno interessa realizzare un amplificatore da 25 W, di buona qualità, per la riproduzione in altoparlante, può avvolgere il trasformatore così:
primario - 120 + 120 spire, filo 0,8 mm.
secondario - 75 spire, filo 0,8 mm. per un'uscita su 4 Ω.
La qualità di un amplificatore è praticamente determinata dal trasformatore d'uscita; infatti gli stadi pilota si possono progettare facilmente per bande piuttosto larghe.
Torniamo alla modulazione.
Questo modulatore l'ho provato su due trasmettitori: uno con QQEO3/12, e uno con 832A, sul finale. In tutti e due i casi ho riscontrato una buona modulazione, squillante; sempre superiore, al massimo, al 100%.
Mettendo all'uscita del TX come carico fittizio una lampada da 125 V, e 25 W, parlando a voce normale davanti al microfono, la luminosità raddoppia, con una dinamica notevole.
Il montaggio non è critico; la solita cura è più che sufficiente. Se usate, come vi consiglio, i radiatori Philips D40, non interponete tra i transitori e il piano dei radiatori la piastrina di piombo, non necessaria perché la superficie fresata assicura già da sola un buon contatto termico. E con questo ho finito. Spero di potervi presentare, tra non molto, un modulatore da 100 W, pure a transistor; purtroppo sarà alquanto più dispendioso. Vi auguro buon lavoro e tanti 73.

2.

1 - Schema elettrico del modulatore da 25 W con trasformatore in ferrite. Tutte le resistenze s'intendono da 1/2 W, quando non specificato diversamente.

2 - Vista del cablaggio del modulatore da 25 W con trasformatore in ferrite.

CONSULENZA

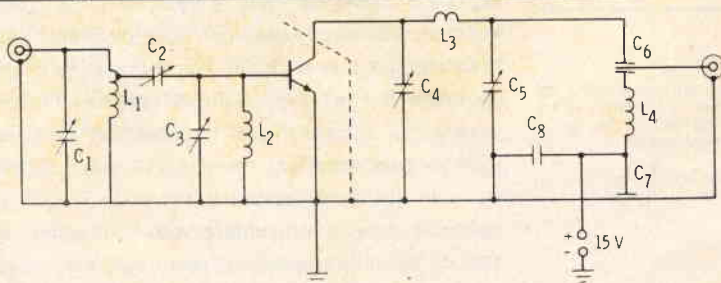
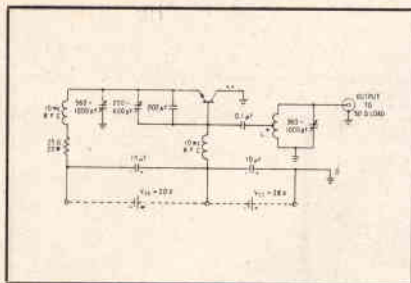
SIG. V. PERTIERI - COMO.
Gestisce un'officina di riparazioni auto ed ha, come hobby, l'elettronica. Vorrebbe costruire con le sue mani, dice, un contagiri per automobile, di facile realizzazione.
Ancora una volta siamo lieti di poterlo accontentare.

L'impulso quadro viene differenziato e applicato alla base del secondo transistore il quale conduce solo durante gli impulsi negativi.
La corrente letta dal milliamperometro, nel circuito di emettitore del secondo transistore, è direttamente proporzionale alla frequenza

1.

Il circuito è presentato in fig. 1. Sia gli impulsi per il conteggio che l'alimentazione vengono ricavati dal sistema di accensione del motore a scoppio.
L'impulso generato dall'avvolgimento primario del trasformatore di accensione, ogni qualvolta si ha una accensione, viene prelevato tra i punti 1 e 2 ed applicato ad un circuito che produce all'uscita del primo transistore un impulso di forma quadra.

e quindi al numero di giri del motore.
Per la taratura dello strumento si ricorrerà ad uno strumento già tarato. Per modificare la portata è sufficiente variare il valore del condensatore C1.

DOTT. M. DELL'ANGELO - IMPERIA.
Possiede un buon oscillatore libero a transistore, stabilizzato con diodi Zener funzionante nella gamma dei 2 metri (144 MHz). Vor-

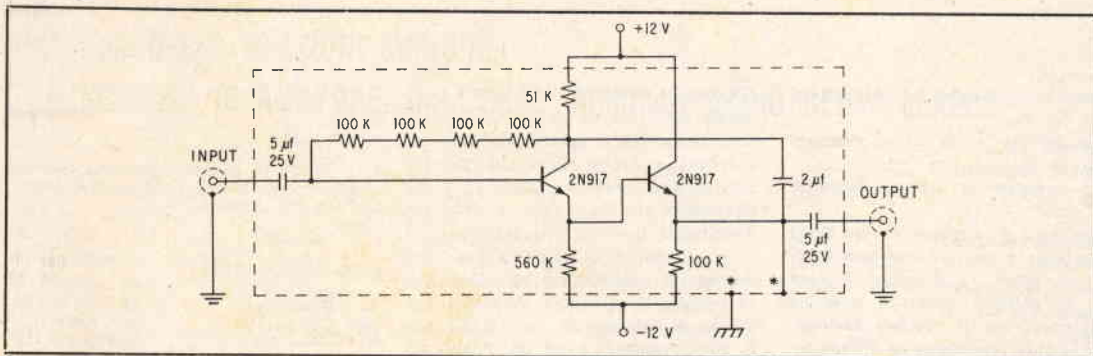
2.

4.

rebbe aggiungere il suddetto oscillatore uno stadio finale di potenza, sempre a transistori, capace di una potenza d'uscita di circa 1W. Chiede se possiamo suggerirgli uno schema adatto.

Quantunque sia poco consigliabile lavorare nella banda dei 144 MHz con oscillatori liberi, sebbene stabilizzati in corrente continua, piuttosto che con oscillatori controllati a quarzo, di seguito pubblichiamo lo schema richiesto e che è stato tratto dalla letteratura della S.G.S. L'amplificatore lavora in classe C e configurazione ad emettitore comune. Il transistore impiegato è un planare al silicio tipo epitassiale. Impiegando il 2N3137, con una potenza di eccitazione di circa 100 mW, si ottiene una uscita di circa 0,6 W a 144 MHz; risultati migliori si ottengono con i tipi 2N2883 e 2N2884.

Con il moderno transistore planare al silicio a doppia diffusione della S.G.S. 2N1978, è possibile realizzare un oscillatore capace di una potenza d'uscita di 10 W a 10 MHz. Il 2N1978 ha una tensione collettore emettitore in saturazione (V_{CE}) di 1,5 volt a 1 Ampere ed una tensione di breakdown collettore-base ad emettitore aperto di 60 volt a 200 °C di temperatura della giunzione.

Come amplificatore di potenza può fornire 3,5 W a 60 MHz, e come moltiplicatore 1,5 W a 230 MHz. Lo schema elettrico dell'oscillatore è riportato in fig. 1.

Come si rivela il collettore è collegato a massa, per cui il telaio stesso funziona da dissipatore del calore prodotto dal transistore. Le impedenze e le bobine sono dimensionate per la frequenza di 10 MHz.

3.

1 - Contagiri per automezzi.

2 - Amplificatore finale da 0,6 W a 144 MHz.

NOTE AL CIRCUITO.

Questi i dati approssimativi per l'avvolgimento delle bobine:
L1 - 3 spire di filo di rame argentato da 1,5 mm; sopra un diametro di 1,8 cm; presa a due spire dal lato freddo.
L2 e L4 - impedenze d'arresto per alta frequenza per 144 MHz.
L3 - 2 spire di filo di rame argentato, Ø 1,5 mm; su un diametro di 1,8 cm.

Altri dati:
C1, C2, C3 - 2-75 pF.
C3 - 9-180 pF.
C4, C5 - 0,7-30 pF.
C6, C7 - 1000 pF a bottone.
C8 - 5 µF, elettrolitico.

3 - Preamplificatore a larga banda e ad alta impedenza per oscillografo.

4 - Fig. 1 - Oscillatore di potenza da 10 W a 10 MHz.

SIG. T. RADICI - SASSARI.

Dispone di un buon oscillografo che tuttavia non ha un'alta sensibilità, pur avendo una banda passante piuttosto larga. Desidera pertanto far precedere al suddetto strumento un preamplificatore a transistori il quale abbia una risposta in frequenza piuttosto ampia ed un'alta impedenza d'ingresso.

Lo schema che gli suggeriamo è proprio « ad hoc ». L'amplificatore consiste in due stadi in cascata ad inseguitore emettitorico.

L'impedenza d'ingresso è circa 8,2 MΩ e la capacità all'ingresso è circa 0,3 pF. La risposta in frequenza è estremamente vasta. Nel circuito vengono usati due transistori al silicio a doppia diffusione da 1K MHz.

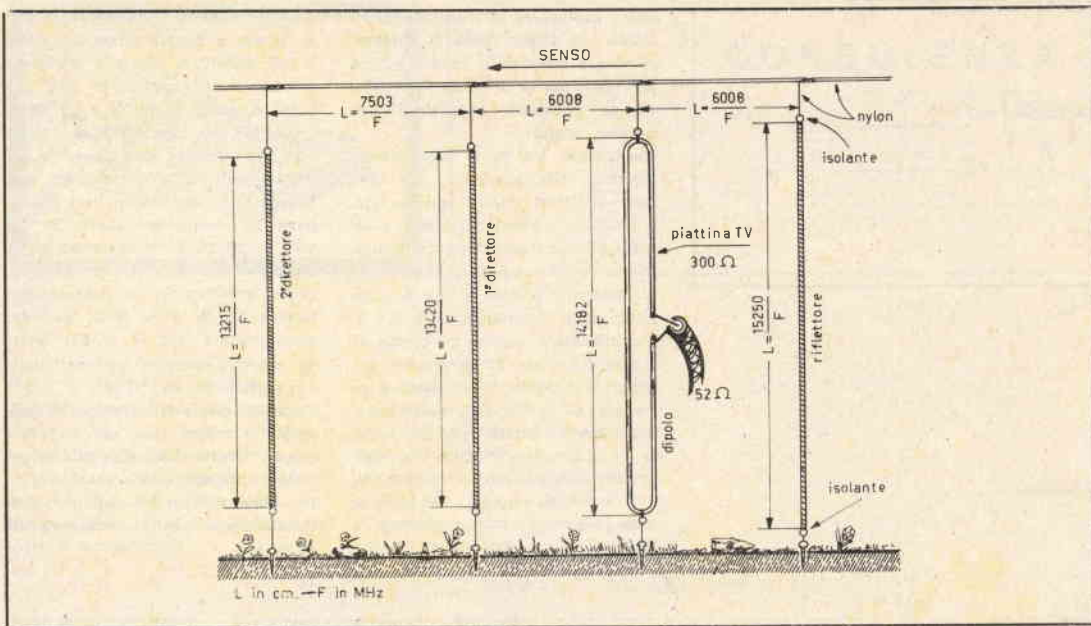
SIG. G. ORLANDI - TRIESTE.

Chiede lo schema elettrico di un robusto oscillatore, per le gamme radiantistiche, che impiega un solo transistore.

Questi i dati di L: quattro spire di filo di rame smaltato da 2 mm, diametro dell'avvolgimento 2,54 cm, lunghezza avvolgimento 4,3 cm, presa alla terza spira dal lato freddo; induttanza 0,25 µH.

SIG. D. FORAPAN - VENEZIA.

Desidera costruire una efficiente antenna direttiva, non rotativa, da sistemare nel giardino della sua abitazione. Chiede pertanto se possiamo aiutarlo.

Supponiamo che Lei si interessi alle gamme radiantistiche ad onda corta e non V.H.F. Nel qual caso Le proponiamo di costruire l'antenna di cui allo schema di fig. 1. Le formulette accanto alle distanze ed alle dimensioni degli elementi si riferiscono alla particolare frequenza interessata e cioè 3,5; 7; 14; 21 e 28 MHz. Gli elementi sono formati da filo di rame da 2 mm, mentre l'elemento radiante, il di-

1.

polo, è formato di pattina per TV da 300 Ω.
La discesa è in cavo coassiale da 52 Ω.
Il guadagno a centro banda è 9,5 db.
L'antenna è disposta su un piano verticale e sospesa mediante tiranti di nylon. La direzione è fissa e va pertanto scelta in relazione ai paesi che si desidera lavorare.
Il miglior rendimento si ottiene tenendo gli elementi il più alto possibile rispetto al suolo.
Nello schema L è in centimetri e F in MHz.

SIG. M. COSTANZI - MACERATA.
Ha sollecitato la pubblicazione di un relay controllato da un fototransistor.

Abbiamo già pubblicato un simile dispositivo, qualche numero fa, comunque l'accontentiamo volentieri pubblicando due interessanti schemi tratti dalla letteratura della Philips.
Nel circuito di fig 1, il relay viene eccitato quando un fascio di luce colpisce il fototransistore OCP70, mentre nel circuito di fig. 2, il relay è eccitato in assenza di luce e ritorna a riposo quando un fascio di luce colpisce l'OCP70.
Riferendoci alla fig. 1, con il fototransistore illuminato, la tensione di polarizzazione di base del transistore TR1 diminuisce e così pure la corrente di collettore. Perciò la caduta di tensione ai capi di R2 e R4 diminuisce e ad un determinato livello di illuminazione TR2 inizia a condurre.
La tensione ai capi di R4 sale, causando una rapida diminuzione della corrente di collettore di TR1, sino ad annullarsi quando la corrente di TR2 è sufficiente ad eccitare il relay.
Quando l'illuminazione diminuisce la corrente polarizza TR1 il quale fa aprire il relay.
Il circuito di fig. 2 funziona in modo analogo, con la variante che il relay è normalmente eccitato quando il fototransistore non è colpito dalla luce.

1 - Efficiente antenna direttiva per le gamme radiantistiche decametriche da sistemare nel giardino.

2. - Fotorelay.

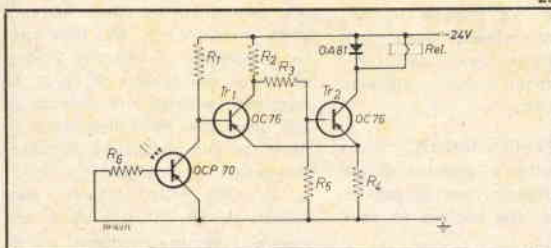
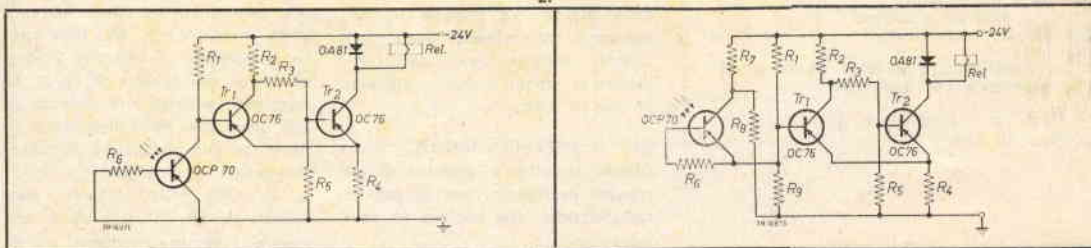
NOTE AL CIRCUITO.

R1 - 22 KΩ.
R2 - 1200 Ω; 1 W.
R3 - 2700 Ω.
R4 - 22 Ω.
R5 - 100 KΩ.
R6 - 100 KΩ.
Relay - 600 Ω.

3 - Fotorelay.

NOTE AL CIRCUITO.

R1 - 22 KΩ.
R2 - 1200 Ω; 1 W.
R3 - 2700 Ω.
R4 - 22 Ω.
R5 - 470 Ω.
R6 - 100 KΩ.
R7 - 4700 Ω.
R8 - 2200 Ω.
R9 - 1 KΩ.
Relay - 600 Ω.

2.

3.

SIG. A. DOMINEDO' - TARANTO. Durante l'ultimo contest mondiale dell'ARRL ha acceso il suo ricevitore « professionale » ed è rimasto felicemente sorpreso nel constatare quante e quali stazioni poteva seguire con il suo « catenaccio ». Tutto è andato bene per quel che riguardava il contenuto dei messaggi, scambiatisi fra i vari radioamatori di tutto il mondo, data la sua preparazione linguistica ma nulla o quasi ha potuto comprendere circa la provenienza dei segnali in quanto ogni stazione usava un nominativo indecifrabile. Chiede pertanto se esiste un sistema per individuare immediatamente da quale punto del globo è stato trasmesso un segnale.

Ogni stazione trasmittente per servizio d'amatore possiede un proprio inconfondibile nominativo che viene di norma rilasciato dal competente ministero di quel paese. Il nominativo si compone di due gruppi di lettere o numeri o una combinazione di essi. Un primo gruppo costituisce il prefisso, il quale è costante per ogni singolo paese ed un secondo gruppo costituisce il nominativo della stazione singola. Facciamo un esempio. In Italia il nominativo di una stazione d'amatore è formato dal prefisso I1, che è uguale per tutte le stazioni italiane (escluse le isole, San Marino ed il Vaticano, i quali hanno prefissi diversi) seguito da un gruppo di due o tre lettere evidentemente variabili da stazione a stazione.

Di seguito riportiamo l'elenco ufficiale dei prefissi assegnati ai vari paesi del mondo, ricavato dalla lista del dopoguerra dell'ARRL (AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE.

Poichè le stazioni statunitensi prevedono i due prefissi, W e K, al termine della lista elenchiamo i vari stati americani individuati dal numero che segue il prefisso.

PREFISSI DELLE STAZIONI MONDIALI PER SERVIZIO DI AMATORE, DALL'ARRL-AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE

AC3 .... Sikkim
AC4 .... Tibet
AC5 .... Bhutan
AP2 .... Pakistan
BV, (C3) .... Formosa
C (unofficial) .... China
C3 .... (vedi BV)
C9 .... Manchuria
CE .... Chile
CE9, KC4, LU-Z, VK0, VP8, ZL5, etc .... Antarctica
CE0 .... Easter Island
CM, CO .... Cuba
CN2 .... Tangier Zone
CN8 .... French Marocco
CP .... Bolivia
CR4 .... Cape Verde Island
CR5 .... Portugueuse Guinea
CR5 .... Principe, Sao Thome
CR6 .... Angola
CR7 .... Mozambique
CR8 .... Goa (Portuguse India)
CR9 .... Macau
CR10 .... Portuguese Timor
CT1 .... Portugal
CT2 .... Azores
CT3 .... Madeira Islands
CX .... Uruguay
DJ, DL, DM .... Germany
DU .... Philippine Islands
EA .... Spain
EA6 .... Balearic Islands
EA8 .... Canary Islands
EA9 .... Ifni
EA9 .... Rio de Oro
EA9 .... Spanish Morocco
EA0 .... Spanish Guinea
EI .... Republic of Ireland
EL .... Liberia
EQ .... Iran
ET2 .... Eritrea
ET3 .... Ethiopia
F .... France
FA .... Algeria
FB8 Amsterdam & St. Paul Islands
FB8 .... Comoro Islands
FB8 .... Kerguelen Islands
FB8 .... Madagascar
FB8 .... Tromelin Island
FC (non ufficiale) .... Corsica
FD .... Togo
FE8 .... French Cameroons
FF8 .... French West Africa
FG7 .... Guadeloupe
FI8 .... French Indo-China
FK8 .... New Caledonia
FL8 .... French Somaliland
FM7 .... Martinique
FN .... French India
FO8 .... Clipperton Island
FO8 .... French Oceania
FP8 St. Pierre & Miquelon Islands
FQ8 .... French Equatorial Africa
FR7 .... Reunion Island
FS7 .... Saint Martin
FU8, YJ1 .... New Hebrides
FW8 .... Wallis & Futuna Islands
FY7 .... French Guiana & Inini
G .... England
GC .... Channel Islands
GD .... Isle of Man
GI .... Northern Ireland
GM .... Scotland
GW .... Wales
HA .... Hungary
HB .... Switzerland
HC .... Ecuador
HC8 .... Galopagos Islands
HE .... Liechtenstein
HH .... Haiti
HI .... Dominican Republic
HK .... Colombia
HK0 .... Arcipelago of San Andres and Providencia
HL .... Korea
HP .... Panama
HR .... Honduras
HS .... Thailand
HV .... Vatican City
HZ .... Saudi Arabia
I1, IT1 .... Italy
I1 .... Trieste
I5 .... Italian Somaliland
IS1 .... Sardinia
JA, KA .... Japan
JT1 .... Mongolia
JY .... Jordan
JZ0 .... Netherlands New Guinea
K, W .... United States of America
KA .... (vedi JA)
KA0, KG61. Bonin & Volcano Islands
KB6 .... Backer, Howland & American Phonix Islands
KC4 .... (vedi CE9)
KC4 .... Navassa Island
KC6 .... Eastern Caroline Islands
KC6 .... Western Caroline Isands
KG1 .... (vedi OX)
KG4 .... Guantanamo Bay
KG6 .... Mariana Islands
KG61 .... (vedi KAO)
KH6 .... Hawaiian Islands
KJ6 .... Johnston Island
KL7 .... Alaska

Prefisso	Paese
KM6	Midwav Islands
KP4	Puerto Rico
KP6	Palmyra Group, Jarvis Island
KR6	Ryukyu Islands (e.g., Okinawa)
KS4	Swan Island
KS6	American Samoa
KV4	Virgin Islands
KW6	Wake Island
KX6	Marshall Islands
KZ5	Canal Zone
LA	Jan Mayen
LA	Norway
LA	Svalbard
LU	Argentina
LU-Z	(vedi CE9, VP8)
LX	Luxembourg
LZ	Bulgaria
MP4	Bahrein Island
MP4	Kuwait
MP4	Qatar
MP4	Trucial Omar
OA	Peru
OD5	Lebanon
OE	Austria
OH	Finland
OH0	Aland Islands
OK	Czechoslovakia
ON4	Belgium
OQ5, 0	Belgiam Congo
OX, KG1	Greenland
OY	Faeroes
OZ	Denmark
PAo, PI1	Netherlands
PJ2	Netherlandes West Indies
PJ2M	Sint Maarten
PK1, 2, 3	Java
PK4	Sumatra
PK5	Netherlands Borneo
PK6	Celebes & Molucca Islands
PX	Andorra
PY	Brazil
PZ1	Netherlands Guiana
SL, SM	Sweden
SP	Poland
ST2	Sudan
SU	Egypt
SV	Crete
SV	Dodecanese
SV	Greece
TA	Turkev
TF	Iceland
TG	Guatemala
TI	Costa Rica
TI9	Cocos Island
UA1, 2, 3, 4, 6	European Russian Socialist Federated Soviet Republic
UA1	Franz Josef Land
UA9, o	Asiatic Russian S.F.S.R.
UAo	Wrangel Island
UB5	Ukraine
UC2	White Russian Soviet Socialis Republic
UD6	Azerbaijan
UF6	Georgia
UG6	Armenia
UH8	Turkoman
UI8	Uzbek
UJ8	Tadzhik
UL7	Kazakh
UM8	Kirghiz
UN1	Karelo-Finnish Republic
UO5	Moldavia
UP2	Lithuania
UQ2	Latvia
UR2	Estonia
VE, VO	Canada
VK	Australia (including Tasmania)
VKo	(vedi CE9)
VKo	Heard Island
VKo	Macquarie Island
VK9	Cocos Island
VK9	Nauru Island
VK9	Norfolk Island
VK9	Papua Territory
VK9	Territory of New Guinea
VO	(vedi VE)
VP1	British Honduras
VP2	Leeward Islands
VP2	Windward Islands
VP3	Britsh Guiana
VP4	Trinidad & Tobago
VP5	Cayman Islands
VP5	Jamaica
VP5	Turks & Caiocos Islands
VP6	Barbados
VP7	Bahama Islands
VP8	(vedi CE9)
VP8	Falkland Islands
VP8, LU-Z	South Georgia
VP8, LU-Z	South Orkney Islands
VP8, LU-Z	South Sandwich Islands
VP8, LU-Z	South Shetland Islands
VP9	Bermuda Islands
VQ1	Zanzibar
VQ2	Northern Rhodesia
VQ3	Tanganyka Territory
VQ4	Kenya
VQ5	Uganda
VQ6	Brish Somaliland
VQ8	Chagos Islands
VQ8	Mauritius
VQ8	Rodriguez Island
VQ9	Seychelles
VR1	British Phoenix Islands
VR1	Gilbert & Ellice Islands & Ocean Island
VR2	Fiji Islands
VR3	Fanning & Chistmas Islands
VR4	Solomon Islands
VR5	Tonga Islands
VR6	Pitcairn Island
VS1	Singapore
VS2	Malaya
VS4	Sarawak
VS5	Brunei
VS6	Hong Kong
VS9	Aden & Socotra
VS9	Maldive Islands
VS9	Sultanate of Oman
VU2	India
VU4	Laccadive Islands
VU5	Andaman and Nicobar Islands
V	(vedi K)
XE, XF	Mexico
XE4	Revilla Gigedo
XW8	Laos
XZ2	Burma
YA	Afghanistan
YI	Iraq
YJ	(vedi FU8)
YK	Syria
YN, YN0	Nicaragua
YO	Roumania
YS	Salvador
YU	Yugoslavia
YV	Venezuela
YV0	Aves Islands
ZA	Albania
ZB1	Malta
ZB2	Gibraltar
ZC3	Christmas Island
ZC4	Cyprus
ZC5	British North Borneo
ZC6	Palestine
ZD1	Sierra Leone
ZD2	Nigeria
ZD3	Gambia
ZD4	Ghana
ZD4	Gold Coast, Togoland
ZD6	Nyasaland
ZD7	St. Helenia
ZD8	Ascension Island
ZD9	Tristan da Cunha & Gough Islands
ZE	Southern Rhodesia
ZK1	Cook Islands
ZK2	Niue
ZL	Kermadec Islands
ZL	New Zealand
ZM6	British Samoa
ZM7	Tokelau (Union) Islands
ZP	Paraguay
ZS1, 2, 4, 5, 6	Union of South Africa
ZS2	Prince Edward & Marion Islands
ZS3	Southwest Africa
ZS7	Swaziland
ZS8	Basutoland
Z3A	Monaco
3V8	Tunisia
3W8	Vietnam
4S7	Ceylon
4W1	Yemen
4X4	Israel
5A	Libia
9S4	Saar
9A1	San Marino
	Aldabra Islands
	Cambodia
	Nepal

TABELLA PER L'IDENTIFICAZIONE DEGLI STATI AMERICANI CHE SEGUONO I PREFISSI W E K

Stato	Numero
Alabama	4
Arizona	7
Arkansas	5
California	6
Colorado	0

Delaware	3
Connecticut	1
District of Columbia	3
Florida	4
Georgia	4
Idaho	7
Illinois	9
Indiana	9
Iowa	0
Kansas	0
Kentucky	4
Louisiana	5
Maine	1
Maryland	3
Massacheussetts	1
Michigan	8
Minnesota	0
Mississippi	5
Missouri	0
Montana	7
Nebraska	0
Nevada	7
New Hampshire	1
New Jersey	2
New Mexico	5
New York	2
North Carolina	4
North Dakota	0
Ohio	8
Oklahoma	5
Oregon	7
Pennsylvania	3
Rhode Island	1
South Carolina	4
South Dakota	0
Tennessee	4
Texas	5
Utah	7
Vermont	1
Virginia	4
Washington	7
West Virginia	8
Wisconsin	9
Wyoming	7

SIG. E. RODINO' - TRIESTE.

Possiede un'ottima piastra meccanica, con relativi ruotismi di trascinamento, per registratore. E' sua intenzione realizzare un buon complesso sonoro. Domanda pertanto se possiamo pubblicare lo schema elettrico di un ottimo preamplificatore, da abbinare ad un amplificatore di potenza pure in Suo possesso.

Riportiamo volentieri lo schema elettrico richiesto.

Il preamplificatore impiega tre transistori planari al silicio, tipo SE4001, ad altissimo guadagno e a basso rumore. Lo stadio d'ingresso possiede una controreazione negativa di emettitore sufficiente a garantire una bassa distorsione armonica (circa 0,2% con 2 mV d'ingreso). Il rapporto segnale/disturbo dello stadio d'ingresso, con Q1 polarizzato a I_C = 50 μA e con testina di lettura avente induttanza di 700 mH, è tale che il rapporto totale segnale/disturbo è limitato unicamente dal soffio del nastro magnetico.

Il circuito comprendente i transistori Q2 e Q3 forma un amplificatore controreazionato ad alta impedenza d'ingresso e a bassa impedenza d'uscita.

L'equalizzazione dell'amplificatore alle varie velocità di scorrimento del nastro (9,5 cm/sec e 19 cm/sec) è realizzato mediante il circuito formato da R1, R2, C1 e C2.

Il collettore di Q3 pilota un adatto strumento indicatore della profondità di incisione; l'uscita è ricavata dal partitore resistivo di collettore di Q3.

1 - Preamplificatore per registratore a transistori.

1.

ANGELO MONTAGNANI

Materiali radio - Telefonici - Telegrafici e trasmissioni - Surplus
Valvole termoioniche vetro e metallo - Tubi oscillografici - Surplus

Telef. 27.218 - C. C. Postale 22/8238
LIVORNO - Negozio di vendita: Via Mentana, 44 – CASELLA POSTALE 255

WALKIE TALKIE

RECEIVER - TRASMITTER - WIRELESS - 88 - 4 canali a modulazione di frequenza, di marca canadese.

RADIOTELEFONO - RICETRASMITTENTE PESO GR. 2.500 (Escluso batterie). - **Massima distanza** di copertura entro terra 14 Km. ca., sul mare 25 Km ca.

Funzionamento a cristalli di quarzo ed ai seguenti canali:

Canale E 39,70 Mc. - **Canale F** 39,30 Mc. - **Canale G** 38,60 Mc. - **Canale H** 38,1 Mc.

Impiego delle valvole N. 14 e precisamente: N. 6 - 1L4 - N. 1 - 3A4 - N. 4 - 1T4 - N. 2 - 1A3 - N. 1 - 1S5.
Detto apparato è completo delle N. 14 valvole, di N. 4 cristalli di quarzo, e viene venduto originale e non manomesso, perchè ogni apparato dispone di un sigillo di garanzia della casa costruttrice canadese e viene venduto in N. 3 versioni.

1.a Versione - Apparato ricetrasmittente WIRELESS 88 completo di valvole, cristalli di quarzo e schema elettrico e d'uso, privo di alimentazione (Batterie a secco), microtelefono, antenna e portabatterie, compreso imballo e porto **L. 20.000 cad.**

2.a Versione - Apparato ricetrasmittente WIRELESS 88 completo di valvole, cristalli di quarzo, microtelefono, antenna e schema elettrico e d'uso, privo di alimentazione (Batterie a secco), e portabatterie, compreso imballo e porto . . . . **L. 26.000 cad.**

3.a Versione - Apparato ricetrasmittente WIRELESS 88 completo di valvole, cristalli di quarzo, microtelefono, antenna, alimentazione (Batterie a secco), contenitore porta batterie, schema elettrico e d'uso, il tutto funzionante, compreso imballo e porto . . . . **L. 35.000 cad.**

ALIMENTAZIONE GENERALE DELL'APPARATO
N. 1 - Batteria a 90 volt per l'anodica - N. 1 - Batteria a 1,5 volt per i filamenti.

CONSUMO
Tensione filamenti 1,5 volt - C.C. - 1 Ampere in trasmissione
» » 1,5 volt - C.C. - 0,7 Ampere in ricezione
Tensione anodica 90 volt - C.C. - 40 mA. in trasmissione
» » 90 volt - C.C. - 13,5 mA. in ricezione
Dispone di comando ricezione-trasmissione a mezzo comando a mano, il suo ingombro è ridotto in cm. 24 x 8,5 x 13.

POSSIAMO FORNIRVI A PARTE LE BATTERIE A SECCO AI SEGUENTI PREZZI:
Batteria anodica tipo 235 superpila - Ingombro mm. 95 x 35 x 90 - volt 90 . . . . . **L. 2.300**
Batteria filamenti tipo 568 A - Ingombro mm. 91 x 55 x 65 - volt 1,5 . . . . **L. 1.150**
I suddetti sono degli ottimi ricetrasmettitori, che permettono di effettuare collegamenti alla distanza sopra descritta, e essendo in frequenza modulata cadono al momento del suo funzionamento tutti i rumori esterni. Avendo inoltre N. 4 canali, quando la propagazione non è buona, si può effettuare collegamenti sui canali possibili.

Non mancate di acquistare questo apparato in quanto è una vera occasione.

CONDIZIONI DI VENDITA:
Pagamento per contanti all'ordine, oppure con assegni circolari o postali. Non si accettano assegni di conto corrente. Per contrassegno inviare all'ordine metà dell'importo. Per contrassegno aumenteranno le spese per diritti di assegno.

RX-27 | P

Ricevitore a transistori per frequenze comprese fra 26 e 30 MHz.

CARATTERISTICHE TECNICHE PRINCIPALI:

Transistori impiegati:

- Stadio amplificatore: AF-114
- Stadio mixer: AF-115
- Stadio oscillatore a quarzo: AF-115
- 1° amplificatore di MF: SFT 307
- 2° amplificatore di MF: SFT 306

Sensibilità di entrata: 2 microvolt MF 470 kHz
Alimentazione: 9 volt
Consumo: 6 mA

IMPIEGHI: Ricevitori ultrasensibili per radiotelefoni - Radiocomandi in genere - Radiocomandi per aeromodelli - Cercapersone - Ricevitori per Radioamatori in gamma 10 metri.

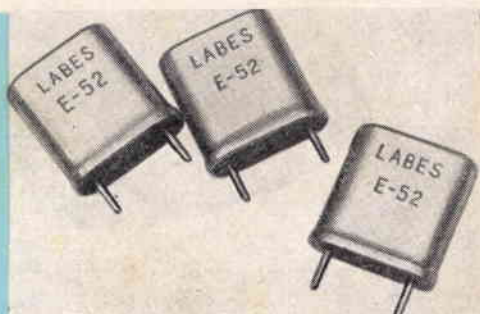
Dimensioni: mm. 120 x 42.
Detto ricevitore viene fornito perfettamente allineato e tarato sulla frequenza richiesta.

PREZZO NETTO: **L. 9.500** completo di quarzo.
Spedizione in contrassegno.

Quarzi Miniatura

Per apparecchiature e applicazioni professionali. - Fornibili per qualsiasi frequenza a richiesta da 5000 Kc a 60 MHz.
Massima precisione e stabilità.
Temperatura di lavoro: 20° ÷ + 90°.

Per frequenze da 26 a 30 Mc . . . . **L. 2.900 cadauno**
Per altre frequenze a richiesta . . . . **L. 3.500 cadauno**

CONSEGNA: 10 giorni dall'ordine.
Spedizione in contrassegno.

Relais coassiali professionali

Relais coassiali professionali impedenze 52 - 75 Ω. Eccitazione C.C. 6-12 V. Funzionamento sino a 500 MHz **L. 7.500**

VHF-15

APPARECCHIATURA PROFESSIONALE

TRASMETTITORE PER 144-148 MHz.

Caratteristiche principali:
Possibilità di selezionare n. 4 quarzi corrispondenti a n. 4 differenti frequenze di emissione. - Potenza input: 12 watt. - Potenza output: 9,5 watt. - Erogazione massima di BF: 15 watt. - Modulazione d'ampiezza: al 100%. - Possibilità di inserzione V.F.O.
Prezzo netto per Radioamatori . . . . . . **L. 98.000**

CO5-RA - CO5-RS

CO5-RA - Convertitore a « nuvistor » per 144-148 MHz
CO5-RS - Ricezione satelliti: gamma 135-137 MHz

CON POSSIBILITA' DI C.A.S.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI: Frequenze ricevibili: 144-148 (CO5-RA) - 135-137 (CO5-RS).
Frequenze di uscita: 26-30 MHz - 28-32 MHz - 14-18 MHz - 4-8 MHz.
Curva di risposta perfettamente lineare entro i 4 MHz di banda passante. (2 MHz nel caso del CO5-RS).
Guadagno: ⩾ 40 db - Cifra di rumore: circa 3 db - Reiezione di immagine e MF: ⩾ 60 db - Alimentazione: 70 V 30 mA c.c. 6,3 V 0,7 A c.a.
Prezzo netto per Radioamatori . . . . . **L. 24.000 cad.**
Si fornisce a richiesta anche apposito alimentatore adatto ad alimentare sino a 2 convertitori contemporaneamente.
Alimentatore Mod. AL5/RA . . . . L. 7.500

ELETTRONICA SPECIALE

MILANO - VIA LATTANZIO, 9 - TELEFONO 598.114

SPEDIZIONE IN CONTRASSEGNO